



UNION INTERNATIONALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

UIT-T

SECTEUR DE LA NORMALISATION
DES TÉLÉCOMMUNICATIONS
DE L'UIT

Série G

Supplément 39
(10/2003)

SÉRIE G: SYSTÈMES ET SUPPORTS DE
TRANSMISSION, SYSTÈMES ET RÉSEAUX
NUMÉRIQUES

**Considérations sur la conception et l'ingénierie
des systèmes optiques**

Recommandations UIT-T de la série G – Supplément 39

RECOMMANDATIONS UIT-T DE LA SÉRIE G
SYSTÈMES ET SUPPORTS DE TRANSMISSION, SYSTÈMES ET RÉSEAUX NUMÉRIQUES

CONNEXIONS ET CIRCUITS TÉLÉPHONIQUES INTERNATIONAUX	G.100–G.199
CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES COMMUNES À TOUS LES SYSTÈMES ANALOGIQUES À COURANTS PORTEURS	G.200–G.299
CARACTÉRISTIQUES INDIVIDUELLES DES SYSTÈMES TÉLÉPHONIQUES INTERNATIONAUX À COURANTS PORTEURS SUR LIGNES MÉTALLIQUES	G.300–G.399
CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES DES SYSTÈMES TÉLÉPHONIQUES INTERNATIONAUX HERTZIENS OU À SATELLITES ET INTERCONNEXION AVEC LES SYSTÈMES SUR LIGNES MÉTALLIQUES	G.400–G.449
COORDINATION DE LA RADIOTÉLÉPHONIE ET DE LA TÉLÉPHONIE SUR LIGNES	G.450–G.499
EQUIPEMENTS DE TEST	G.500–G.599
CARACTÉRISTIQUES DES SUPPORTS DE TRANSMISSION	G.600–G.699
EQUIPEMENTS TERMINAUX NUMÉRIQUES	G.700–G.799
RÉSEAUX NUMÉRIQUES	G.800–G.899
SECTIONS NUMÉRIQUES ET SYSTÈMES DE LIGNES NUMÉRIQUES	G.900–G.999
QUALITÉ DE SERVICE ET DE TRANSMISSION - ASPECTS GÉNÉRIQUES ET ASPECTS LIÉS À L'UTILISATEUR	G.1000–G.1999
CARACTÉRISTIQUES DES SUPPORTS DE TRANSMISSION	G.6000–G.6999
EQUIPEMENTS TERMINAUX NUMÉRIQUES	G.7000–G.7999
RÉSEAUX NUMÉRIQUES	G.8000–G.8999

Pour plus de détails, voir la Liste des Recommandations de l'UIT-T.

Supplément 39 aux Recommandations UIT-T de la série G

Considérations sur la conception et l'ingénierie des systèmes optiques

Résumé

Le présent Supplément donne des informations concernant les méthodes et les éléments fondamentaux qui sont employés au cours de l'élaboration des Recommandations relatives aux interfaces optiques, telles que les Recommandations UIT-T G.957, G.691 et G.959.1.

Source

Le Supplément 39 aux Recommandations UIT-T de la série G a été agréé le 31 octobre 2003 par la Commission d'études 15 (2001-2004) de l'UIT-T.

AVANT-PROPOS

L'UIT (Union internationale des télécommunications) est une institution spécialisée des Nations Unies dans le domaine des télécommunications. L'UIT-T (Secteur de la normalisation des télécommunications) est un organe permanent de l'UIT. Il est chargé de l'étude des questions techniques, d'exploitation et de tarification, et émet à ce sujet des Recommandations en vue de la normalisation des télécommunications à l'échelle mondiale.

L'Assemblée mondiale de normalisation des télécommunications (AMNT), qui se réunit tous les quatre ans, détermine les thèmes d'étude à traiter par les Commissions d'études de l'UIT-T, lesquelles élaborent en retour des Recommandations sur ces thèmes.

L'approbation des Recommandations par les Membres de l'UIT-T s'effectue selon la procédure définie dans la Résolution 1 de l'AMNT.

Dans certains secteurs des technologies de l'information qui correspondent à la sphère de compétence de l'UIT-T, les normes nécessaires se préparent en collaboration avec l'ISO et la CEI.

NOTE

Dans la présente publication, l'expression "Administration" est utilisée pour désigner de façon abrégée aussi bien une administration de télécommunications qu'une exploitation reconnue.

Le respect de cette publication se fait à titre volontaire. Cependant, il se peut que la publication contienne certaines dispositions obligatoires (pour assurer, par exemple, l'interopérabilité et l'applicabilité) et considère que la publication est respectée lorsque toutes ces dispositions sont observées. Le futur d'obligation et les autres moyens d'expression de l'obligation comme le verbe "devoir" ainsi que leurs formes négatives servent à énoncer des prescriptions. L'utilisation de ces formes ne signifie pas qu'il est obligatoire de respecter la publication.

DROITS DE PROPRIÉTÉ INTELLECTUELLE

L'UIT attire l'attention sur la possibilité que l'application ou l'implémentation de la présente publication puisse donner lieu à l'utilisation d'un droit de propriété intellectuelle. L'UIT ne prend pas position en ce qui concerne l'existence, la validité ou l'applicabilité des droits de propriété intellectuelle, qu'ils soient revendiqués par un Membre de l'UIT ou par une tierce partie étrangère à la procédure d'élaboration des publications.

A la date d'approbation de la présente publication, l'UIT n'avait pas été avisée de l'existence d'une propriété intellectuelle protégée par des brevets à acquérir pour mettre en œuvre la présente publication. Toutefois, comme il ne s'agit peut-être pas de renseignements les plus récents, il est vivement recommandé aux responsables de l'implémentation de consulter la base de données des brevets du TSB.

© UIT 2004

Tous droits réservés. Aucune partie de cette publication ne peut être reproduite, par quelque procédé que ce soit, sans l'accord écrit préalable de l'UIT.

TABLE DES MATIÈRES

		Page
1	Domaine d'application	1
2	Références normatives.....	1
3	Termes et définitions	2
4	Abréviations.....	2
5	Définition des bandes spectrales.....	4
	5.1 Considérations d'ordre général	4
	5.2 Attribution des bandes spectrales aux systèmes à fibres optiques en mode unique	5
	5.3 Bandes pour les systèmes à fibres optiques en mode multiple.....	7
6	Paramètres des éléments du système	8
	6.1 Codage des lignes	8
	6.2 Emetteurs.....	8
	6.3 Amplificateurs optiques.....	10
	6.4 Trajet optique.....	11
	6.5 Récepteurs	13
7	Considérations sur le codage des lignes	14
	7.1 Implémentation du codage avec retour à zéro.....	15
	7.2 Considérations sur les défaillances des systèmes.....	19
8	Topologie du réseau optique.....	22
	8.1 Structures topologiques	22
9	Conception des systèmes, applicable au "cas le plus défavorable"	25
	9.1 Etablissement du bilan de puissance global	26
	9.2 Dispersion chromatique.....	27
	9.3 Dispersion des modes de polarisation	38
	9.4 Taux d'erreur sur les bits et facteur Q.....	39
	9.5 Concaténation du bruit	41
	9.6 Diaphonie optique	46
	9.7 Concaténation des effets non linéaires – Méthode de calcul.....	52
10	Conception statistique des systèmes.....	55
	10.1 Méthode générique	55
	10.2 Conception statistique de la perte.....	58
	10.3 Conception statistique de la dispersion chromatique	59
	10.4 Conception statistique de la dispersion des modes de polarisation.....	65
11	Correction d'erreur directe	66
	11.1 Correction d'erreur directe dans la bande dans les systèmes en hiérarchie numérique synchrone.....	67
	11.2 Correction d'erreur directe hors bande dans les réseaux optiques de transport.....	67

	Page
11.3	Gain de codage et gain net de codage 68
11.4	Limites théoriques du gain net de codage pour quelques schémas de correction d'erreur directe hors bande non normalisés 70
11.5	Hypothèse statistique pour le gain de codage et le gain net de codage 70
11.6	Propositions d'assouplissement des paramètres 71
11.7	Propositions d'amélioration des caractéristiques du système 72
12	Compatibilité transversale et longitudinale dans la couche Physique 73
12.1	Compatibilité transversale dans la couche Physique 73
12.2	Compatibilité longitudinale dans la couche Physique 75
12.3	Ingénierie commune 76
13	Considérations sur la conception des réseaux optiques à commutation 76
14	Bonnes pratiques liées à la sécurité en matière de puissance optique 77
14.1	Examen visuel 77
14.2	Extrémités des fibres optiques 77
14.3	Fibres rubans 78
14.4	Cordons d'essai 78
14.5	Courbures des fibres optiques 78
14.6	Cartes d'extension 78
14.7	Maintenance 78
14.8	Équipement d'essai 78
14.9	Modification 78
14.10	Contrôle des clés 78
14.11	Étiquettes 79
14.12	Signes 79
14.13	Alertes 79
Appendice I–	Étalement des impulsions dû à la dispersion chromatique 79
I.1	Objectifs 79
I.2	Résultat publié général 79
I.3	Changement de notation 80
I.4	Simplification dans un cas particulier 81
I.5	Relation entre l'étalement des impulsions et le débit binaire 82
I.6	Valeur du facteur de forme 83
I.7	Résultat général et unités pratiques 83
BIBLIOGRAPHIE 84

Supplément 39 aux Recommandations UIT-T de la série G

Considérations sur la conception et l'ingénierie des systèmes optiques

1 Domaine d'application

Le présent Supplément n'est PAS une Recommandation et ne se veut pas normatif. En cas de contradiction entre le contenu du présent Supplément et celui des Recommandations pertinentes, celles-ci prévalent toujours. Le présent Supplément ne doit PAS être employé en tant que référence, seules les Recommandations pertinentes peuvent l'être.

Dans le présent Supplément sont données des considérations sur la conception et sur l'ingénierie employées pour les systèmes numériques non amplifiés et amplifiés à fibres optiques monocanal et multicanal, qui prennent en charge les signaux dans les réseaux à hiérarchie numérique plésiochrone (PDH, *plesiochronous digital hierarchy*), dans les réseaux à hiérarchie numérique synchrone (SDH, *synchronous digital hierarchy*) et dans le réseau optique de transport (OTN, *optical transport network*), qu'ils soient des réseaux locaux, des réseaux intercentraux ou des réseaux terrestres à grande distance.

L'un des buts de ce Supplément est de renforcer et d'étoffer les éléments d'information dans ce domaine, qui sont communément incorporés dans les Recommandations telles que les Recommandations UIT-T G.955, G.957, G.691, G.692 et G.959.1. Le présent Supplément vise aussi à mieux relier entre elles les spécifications des Recommandations relatives aux fibres optiques, aux composants et aux interfaces des systèmes, qui sont actuellement développées au sein de la Commission d'études 15 respectivement par les groupes de questions 15, 17 et 16.

2 Références normatives

- Recommandation UIT-T G.650 (2000), *Définition des paramètres des fibres monomodes et méthodes de test associées.*
- Recommandation UIT-T G.652 (2003), *Caractéristiques des câbles et fibres optiques monomodes.*
- Recommandation UIT-T G.653 (2000), *Caractéristiques des câbles et fibres optiques monomodes à dispersion décalée.*
- Recommandation UIT-T G.654 (2002), *Caractéristiques des câbles et fibres optiques monomodes à longueur d'onde de coupure décalée.*
- Recommandation UIT-T G.655 (2003), *Caractéristiques des fibres et câbles optiques monomodes à dispersion décalée non nulle.*
- Recommandation UIT-T G.661 (1998), *Définition et méthodes de mesure des paramètres génériques relatifs aux dispositifs et sous-systèmes amplificateurs optiques.*
- Recommandation UIT-T G.662 (1998), *Caractéristiques génériques des dispositifs et sous-systèmes amplificateurs optiques.*
- Recommandation UIT-T G.663 (2000), *Aspects relatifs aux applications des sous-systèmes et dispositifs amplificateurs optiques.*
- Recommandation UIT-T G.691 (2000), *Interfaces optiques pour les systèmes STM-64 et autres systèmes SDH monocanaux à amplificateurs optiques.*
- Recommandation UIT-T G.692 (1998), *Interfaces optiques pour systèmes multicanaux avec amplificateurs optiques.*

- Recommandation UIT-T G.957 (1999), *Interfaces optiques pour les équipements et les systèmes relatifs à la hiérarchie numérique synchrone.*
- Recommandation UIT-T G.959.1 (2001), *Interfaces de couche Physique du réseau optique de transport.*
- Recommandation UIT-T G.982 (1996), *Réseaux d'accès optiques pour la prise en charge des services jusqu'au débit primaire du RNIS ou à des débits équivalents.*
- Recommandation UIT-T G.983.1 (1998), *Systèmes d'accès optique à large bande basés sur un réseau optique passif.*
- Recommandation UIT-T L.40 (2000), *Système de surveillance de test et d'assistance des installations extérieures à fibres optiques.*
- Recommandation UIT-T L.41 (2000), *Longueur d'onde de maintenance sur les fibres d'acheminements des signaux.*
- Rapport technique CEI/TR 61292-3:2003, *Amplificateurs optiques – Partie 3: Classification, caractéristiques et applications.*

3 Termes et définitions

Les définitions formelles sont données dans les Recommandations originales.

4 Abréviations

Le présent Supplément utilise les abréviations suivantes:

1R	régénération de la puissance
2R	régénération de la puissance et de la forme
3R	régénération de la puissance, de la forme et de la synchronisation
ADM	multiplexeur d'insertion/extraction (<i>add/drop multiplexer</i>)
ASE	émission spontanée amplifiée (<i>amplified spontaneous emission</i>)
ASK	modulateur par déplacement d'amplitude (<i>amplitude shift key</i>)
BCH	Bose Chaudhuri et Hocquenghem
BER	taux d'erreurs sur les bits (<i>bit error ratio</i>)
BPM	méthode de propagation des faisceaux (<i>beam propagation method</i>)
CD	dispersion chromatique (<i>chromatic dispersion</i>)
CS-RZ	retour à zéro avec affaiblissement de la porteuse (<i>carrier suppressed return to zero</i>)
DA	adaptation de dispersion (<i>dispersion accommodation</i>)
DC	courant continu (<i>direct current</i>)
DCF	fibre optique à compensation de dispersion (<i>dispersion-compensating fibre</i>)
DGD	temps de propagation de groupe différentiel (<i>differential group delay</i>)
DST	transmission à dispersion (<i>dispersion-supported transmission</i>)
EDC	code de détection d'erreurs (<i>error detection code</i>)
EDFA	amplificateur à fibre dopée à l'erbium (<i>erbium-doped fibre amplifier</i>)
E/O	conversion électro-optique (<i>electrical optical conversion</i>)
FEC	correction d'erreur directe (<i>forward error correction</i>)

FSK	modulateur par déplacement de fréquence (<i>frequency shift key</i>)
FWHM	largeur spectrale à mi-hauteur (<i>full width at half maximum</i>)
FWM	mélange à quatre ondes (<i>four-wave mixing</i>)
IaDI	interface intradomaine (<i>intra-domain interface</i>)
IrDI	interface interdomaine (<i>inter-domain interface</i>)
LD	diode laser (<i>laser diode</i>)
MC	multicanal (<i>multichannel</i>)
MI	instabilité de modulation (<i>modulation instability</i>)
MLM	mode multilongitudinal (<i>multi-longitudinal mode</i>)
MPI-R	interface sur trajets multiples au niveau du récepteur (<i>multi-path interface at the receiver</i>)
MPI-S	interface sur trajets multiples au niveau de l'émetteur (<i>multi-path interface at the source</i>)
MPN	bruit de répartition des modes (<i>mode partition noise</i>)
M-Rx	équipement récepteur multicanal (<i>multichannel receiver equipment</i>)
M-Tx	équipement émetteur multicanal (<i>multichannel transmitter equipment</i>)
MZM	modulateur de Mach-Zehnder (<i>Mach-Zender modulator</i>)
NCG	gain net de codage (<i>net coding gain</i>)
NRZ	non-retour à zéro (<i>non-return to zero</i>)
O/E	conversion optico-électrique (<i>optical to electrical conversion</i>)
OA	amplificateur optique (<i>optical amplifier</i>)
OAC	canal optique auxiliaire (<i>optical auxiliary channel</i>)
OADM	multiplexeur ADM optique (<i>optical ADM</i>) (également multiplexeur WADM)
OCh	canal optique (<i>optical channel</i>)
ODUk	unité de données d'ordre k pour le canal optique (<i>optical channel data unit of order k</i>)
OFA	amplificateur à fibres optiques (<i>optical fibre amplifier</i>)
OLS	commutation optique des étiquettes (<i>optical label switching</i>)
OMS	section optique multiplex (<i>optical multiplex section</i>)
ONE	élément réseau optique (<i>optical network element</i>)
OSC	canal optique superviseur (<i>optical supervisory channel</i>)
OSNR	rapport signal sur bruit optiques (<i>optical signal-to-noise ratio</i>)
OTDR	réflectomètre optique temporel (<i>optical time domain reflectometer</i>)
OTN	réseau optique de transport (<i>optical transport network</i>)
OTUk	unité de transport d'ordre k dans le canal optique (<i>optical channel transport unit of order k</i>)
OXC	répartiteur optique (<i>optical cross connect</i>) (également répartiteur WSXC)
PDC	compensateur passif de dispersion (<i>passive dispersion compensator</i>)

PDFFA	amplificateur à fibre au fluorure dopée au praséodyme (<i>praseodymium-doped fluoride fibre amplifier</i>)
PDH	hiérarchie numérique plésiochrone (<i>plesiosynchronous digital hierarchy</i>)
PMD	dispersion des modes de polarisation (<i>polarization mode dispersion</i>)
ptp	point à point (<i>point-to-point</i>)
R	point de l'interface optique monocanal au niveau du récepteur
RF	fréquence radioélectrique (<i>radio frequency</i>)
RFA	amplificateur de Raman à fibres optiques (<i>Raman fibre amplifier</i>)
RX	récepteur (optique) (<i>optical receiver</i>)
RZ	retour à zéro (<i>return to zero</i>)
S	point de l'interface optique monocanal au niveau de l'émetteur
SBS	diffusion stimulée de Brillouin (<i>stimulated Brillouin scattering</i>)
SC	monocanal (<i>single channel</i>)
SDH	hiérarchie numérique synchrone (<i>synchronous digital hierarchy</i>)
SLM	mode monolongitudinal (<i>single longitudinal mode</i>)
SOA	amplificateur optique à semiconducteur (<i>semiconductor optical amplifier</i>)
SPM	modulation autophase (<i>self-phase modulation</i>)
SRS	diffusion stimulée de Raman (<i>stimulated Raman scattering</i>)
STM	module de transport synchrone (<i>synchronous transport module</i>)
TDM	multiplexage par répartition dans le temps (<i>time division multiplex</i>)
TX	émetteur (optique) (<i>optical transmitter</i>)
WADM	multiplexeur ADM en longueurs d'onde (<i>wavelength ADM</i>) (également multiplexeur OADM)
WDM	multiplexeur par répartition en longueur d'onde (<i>wavelength division multiplex</i>)
WSXC	répartiteur sélectif en longueurs d'onde (<i>wavelength-selective XC</i>) (également répartiteur OXC)
WTM	multiplexeur terminal en longueurs d'ondes (<i>wavelength terminal multiplexer</i>)
XC	répartiteur (<i>cross-connect</i>)
XPM	modulation à croisement de phases (<i>cross-phase modulation</i>)

5 Définition des bandes spectrales

5.1 Considérations d'ordre général

Examinons les émetteurs optiques. Du point de vue des diodes laser semiconductrices, les systèmes GaAlAs peuvent couvrir une gamme de longueurs d'onde allant de 700 nm à 1000 nm, tandis que les systèmes InGaAsP peuvent couvrir une gamme allant de 1000 nm à 1700 nm. Les lasers à fibres optiques pourront ultérieurement s'ajouter à cette liste. Concernant les récepteurs optiques, l'efficacité quantique des éléments du détecteur est importante, et sont employés les éléments Si pour une gamme allant de 650 nm à environ 950 nm, InGaAsP pour une gamme allant de 950 nm à 1150 nm, Ge pour une gamme allant d'environ 1100 nm à 1550 nm et InGaAs pour une gamme allant de 1300 nm à 1700 nm. Il n'y a donc aucun problème technique en ce qui concerne la

couverture par les émetteurs et les récepteurs d'une large gamme de longueurs d'onde, utile aux communications optiques.

Concernant les amplificateurs optiques (OA, *optical amplifier*), les travaux ont principalement porté sur les gammes des grandes longueurs d'onde employées avec les fibres optiques en mode unique. Les premiers amplificateurs à fibre dopée, à savoir les amplificateurs à fibre dopée à l'erbium (EDFA, *erbium-doped fibre amplifier*) couvrant la gamme autour de 1545 nm et les amplificateurs à fibre au fluorure dopée au praséodyme (PDFFA, *praseodymium-doped fluoride fibre amplifier*) couvrant la gamme autour de 1305 nm, se sont vus adjoindre d'autres dopants tels que les éléments Te, Yt, et Tu. En conséquence, la bande spectrale allant d'environ 1440 nm à plus de 1650 nm peut être couverte, mais avec une efficacité inégale, de sorte qu'elle ne peut être entièrement commercialisée. Les amplificateurs optiques à semiconducteur (SOA, *semiconductor optical amplifier*) et les amplificateurs de Raman à fibres optiques (RFA, *Raman fibre amplifier*) à faible bruit peuvent couvrir une gamme commençant en dessous de 1300 nm et dépassant 1600 nm. Pour certaines applications, des combinaisons de ces types permettent d'obtenir un fonctionnement à faible bruit et à bande large et uniforme.

Plus de détails sont donnés dans la CEI/TR 61292-3.

5.2 Attribution des bandes spectrales aux systèmes à fibres optiques en mode unique

Examinons les restrictions qui sont imposées aux bandes spectrales par les types de fibres optiques. Dans la Rec. UIT-T G.957, où ne sont pas inclus les amplificateurs optiques, la gamme de longueurs d'onde s'étendant de 1260 nm à 1360 nm a été choisie pour les fibres optiques G.652. Cette gamme est aussi employée dans la Rec. UIT-T G.983.1 relative aux réseaux optiques passifs. La limite inférieure dépend de la longueur d'onde de coupure du câble, qui est de 1260 nm. La courbe représentant la valeur absolue du coefficient de dispersion dans le cas le plus défavorable pour les fibres optiques G.652 est illustrée dans la Figure A.2/G.957. Le coefficient de dispersion dans le cas le plus défavorable à cette longueur d'onde est de $-6,42$ ps/nm·km, tandis qu'il est de $+6,42$ ps/nm·km pour la longueur d'onde de 1375 nm. Comme cette longueur d'onde est située sur le front montant de la bande d'absorption de la vapeur d'eau, qui atteint sa valeur maximale pour la longueur d'onde de 1383 nm, la longueur d'onde de 1360 nm a donc été choisie comme limite supérieure. D'autres codes d'application peuvent conduire, en fonction des prescriptions relatives à la dispersion, à des gammes de longueurs d'onde plus restreintes. Ainsi est définie:

- la bande O "Original" (initiale), 1260 nm à 1360 nm.

Dans la Rec. UIT-T G.652, sont aussi incluses des fibres optiques pour lesquelles le pic d'absorption de la vapeur d'eau est faible, comme pour les fibres optiques de la sous-catégorie G.652.C. Il y est mentionné que les fibres optiques de cette sous-catégorie permettent aussi des transmissions G.957 dans des portions de bande comprise entre 1360 nm et 1530 nm. Les effets d'un faible pic d'absorption de la vapeur d'eau sont négligeables à des longueurs d'onde d'environ 1460 nm. Ainsi est définie:

- la bande E "Extended" (étendue), 1360 nm à 1460 nm.

A des longueurs d'onde plus grandes, les experts chargés de l'élaboration de la Rec. UIT-T G.957 ont choisi des gammes s'étendant de 1430 nm à 1580 nm pour les applications à petite distance qui employaient des fibres optiques G.652, et de 1480 nm à 1580 nm pour les applications à grande distance qui faisaient appel aux fibres optiques G.652, G.653 et G.654. Ces gammes ont été restreintes par des considérations d'atténuation, pour l'être encore plus dans certaines applications pour des raisons de dispersion.

Pour les applications comportant des amplificateurs optiques, et employant les transmissions monocanal comme décrites dans la Rec. UIT-T G.691 et multicanal comme décrites dans la Rec. UIT-T G.692, ces gammes ont été ultérieurement subdivisées. Initialement, la bande de gain utile des amplificateurs EDFA commençait à environ 1530 nm pour s'achever à environ 1565 nm. Cette

bande de gain s'est fait connaître sous le nom de "bande C". Ses limites, dans la littérature et dans les spécifications commerciales, étaient variables. La gamme s'étendant de 1530 nm à 1565 nm a été adoptée pour les fibres optiques G.655 et les systèmes G.691, et des spécifications ont été élaborées pour cette gamme. Ainsi est définie:

- la bande C "Conventional" (usuelle), 1530 nm à 1565 nm.

Désormais, les amplificateurs EDFA possèdent des bandes de gain relativement plus larges et plus uniformes, qui ne leur imposent pas de contrainte. Certaines conceptions des amplificateurs EDFA peuvent être considérées comme dépassant la bande C.

Une bande inférieure à la bande C s'est fait connaître sous le nom de "bande S". Dans certaines applications, la bande dans sa totalité peut ne pas être entièrement disponible pour les canaux de propagation des signaux. Certaines longueurs d'onde peuvent être employées pour le pompage des amplificateurs à fibres optiques, tant du type ion actif que du type de Raman. D'autres longueurs d'onde peuvent être réservées pour le canal optique superviseur (OSC, *optical supervisory channel*). La limite inférieure de cette bande est égale à la limite supérieure de la bande E, tandis que la limite supérieure est égale à la limite inférieure de la bande C. Ainsi est définie:

- la bande S "Short wavelength" (ondes courtes), 1460 nm à 1530 nm.

A des longueurs d'onde les plus grandes, qui sont supérieures à celle de la bande C, la qualité de fonctionnement des câbles à fibres optiques sur un intervalle de température est bonne jusqu'à une longueur d'onde de 1625 nm pour les types de fibres optiques courants. Il est par ailleurs souhaitable d'employer une gamme de longueurs d'onde aussi large que possible pour la transmission des signaux. Ainsi est définie:

- la bande L "Long wavelength" (ondes moyennes), 1565 nm à 1625 nm.

En ce qui concerne les installations extérieures des câbles à fibres optiques, dans la Rec. UIT-T L.40 est défini un certain nombre de fonctions de maintenance – préventives, après l'installation, avant la mise en service et après les dérangements. Ces fonctions comprennent la surveillance, les essais et les mesures effectuées au moyen du réflectomètre optique temporel (OTDR, *optical time domain reflectometer*), l'identification des fibres optiques, la mesure des pertes et la surveillance de la puissance. Des longueurs d'onde de maintenance ont été définies dans la Rec. UIT-T L.41, dans laquelle il est énoncé que:

- "La présente Recommandation porte sur les longueurs d'ondes de maintenance des fibres d'acheminement de signaux sans amplificateurs optiques en ligne."
- "L'attribution de la longueur d'onde de maintenance est étroitement liée à l'attribution de la longueur d'onde d'émission choisie par la Commission d'études 15."
- "La longueur d'onde d'émission maximale est actuellement examinée par la Commission d'études 15, elle se limite néanmoins à une valeur inférieure ou égale à 1625 nm."

Dans certains cas, le signal d'essai peut interférer avec les signaux de transmission lorsque la puissance d'essai est sensiblement plus faible que la puissance de transmission. Dans d'autres cas, la longueur d'onde d'essai peut être située dans une zone qui n'est pas occupée, pour l'application particulière, par les canaux de transmission. Même si cela donne lieu à des pertes accrues, il peut être avantageux d'attribuer à la maintenance une zone qui ne sera jamais occupée par ces canaux. Ainsi est définie:

- la bande U "Ultra-long wavelength" (ondes longues), 1625 nm à 1675 nm.

Les bandes attribuées aux systèmes en mode unique sont résumées dans le Tableau 5-1:

Tableau 5-1 – Bandes spectrales pour les systèmes en mode unique

Bande	Désignation	Intervalle (nm)
Bande O	Original (initiale)	1260 à 1360
Bande E	Extended (étendue)	1360 à 1460
Bande S	Short wavelength (ondes courtes)	1460 à 1530
Bande C	Conventional (usuelle)	1530 à 1565
Bande L	Long wavelength (ondes moyennes)	1565 à 1625
Bande U	Ultra-long wavelength (ondes longues)	1625 à 1675

- 1) La définition des bandes spectrales vise à faciliter les analyses. Ce n'est pas une spécification. Les spécifications relatives aux gammes de longueurs d'onde de fonctionnement sont données dans les Recommandations appropriées qui concernent les systèmes.
- 2) Dans les Recommandations G.65x relatives aux fibres optiques, l'applicabilité de l'ensemble de ces bandes spectrales au fonctionnement et à la maintenance des systèmes n'a pas été confirmée.
- 3) La limite (1460 nm) entre les bandes E et S est toujours à l'étude.
- 4) La bande U n'est destinée qu'à des fins de maintenance éventuelle, et la transmission des signaux acheminant le trafic n'est actuellement pas prévue. L'emploi à des fins autres que la transmission doit se faire en imposant que le brouillage causé aux signaux de transmission dans d'autres bandes soit négligeable. Le fonctionnement de la fibre optique dans cette bande n'est pas assuré.
- 5) Il est prévu que, dans un avenir proche, diverses applications, comportant ou non des amplificateurs optiques, emploieront la transmission des signaux couvrant la gamme entière des longueurs d'onde allant de 1260 nm à 1625 nm.

5.3 Bandes pour les systèmes à fibres optiques en mode multiple

Les fibres optiques en mode multiple ne sont pas soumises à des restrictions en raison de considérations sur la longueur d'onde de coupure, et même si les valeurs du coefficient d'atténuation sont plus élevées que celles pour les fibres optiques en mode unique, la résistance aux effets de courbure peut être plus forte. La principale restriction concernant la longueur d'onde est la présence d'une ou de plusieurs fenêtres dans la largeur de bande, qui peuvent servir à des classifications de fibres optiques particulières. Dans le Tableau 5-2 sont indiquées des fenêtres en longueurs d'onde pour différentes applications:

Tableau 5-2 – Gammes de longueurs d'onde pour quelques applications en mode multiple

Application	Fenêtre (nm) autour de 850 nm	Fenêtre (nm) autour de 1300 nm
Bus IEEE en série [1]	830-860	–
Canal à fibres optiques [2]	770-860	(mode unique)
10BASE-F, -FB, -FL, -FP [3]	800-910	–
100BASE-FX [3, 4], FDDI [4]	–	1270-1380
1000BASE-SX [3] (GbE)	770-860	–
1000BASE-LX [3] (GbE)	–	1270-1355
HIPPI [5]	830-860	1260-1360

La classification des fibres optiques en mode multiple doit faire l'objet d'un complément d'étude. La gamme s'étendant de 770 nm à 910 nm a été proposée.

6 Paramètres des éléments du système

6.1 Codage des lignes

Le codage des lignes pour les systèmes définis dans les Recommandations UIT-T G.957, G.691, G.692 et G.959.1 s'effectue au moyen de deux types de codes différents:

- non-retour à zéro (NRZ, *non-return to zero*)
- retour à zéro (RZ, *return to zero*)

Pour plus d'information sur ce sujet, voir le § 7.

6.2 Emetteurs

6.2.1 Types d'émetteurs

Les Recommandations UIT-T G.691, G.692, G.957 et G.959.1 décrivent les spécifications des différents types d'émetteurs utilisant des diodes laser tant MLM que SLM, ainsi que les aspects relatifs à leur mise en œuvre.

6.2.2 Paramètres des émetteurs

Ces paramètres sont définis aux points de référence de sortie de l'émetteur (S, point de l'interface optique monocanal au niveau de l'émetteur, ou MPI-S, point de l'interface sur trajets multiples au niveau de l'émetteur (*multi-path interface at the source*)), comme indiqué dans les Recommandations UIT-T G.957, G.691, G.692 et G.959.1.

6.2.2.1 Gamme de longueurs d'onde de fonctionnement du système

Les gammes de longueurs d'onde de fonctionnement pour les systèmes en hiérarchie numérique synchrone (SDH, *synchronous digital hierarchy*) jusqu'à 10 Gbit/s sont données dans les Recommandations UIT-T G.691 et G.957. Les gammes de longueurs d'onde de fonctionnement pour les interfaces interdomaines (IrDI, *inter domain interface*) monocanal et multicanal jusqu'à 40 Gbit/s sont définies dans la Recommandation G.959.1. Pour d'autres applications, des bandes spectrales différentes et des zones différentes dans les bandes peuvent être employées, telles que définies dans le présent Supplément.

6.2.2.2 Caractéristiques spectrales

Les caractéristiques spectrales des interfaces SDH monocanal jusqu'à 10 Gbit/s sont données dans les Recommandations UIT-T G.957 et G.691. Les hauts débits binaires et les grandes distances, en particulier dans un environnement de multiplex par répartition en longueur d'onde (WDM, *wavelength division multiplex*), peuvent nécessiter des spécifications supplémentaires.

6.2.2.3 Largeur spectrale maximale des émetteurs en mode longitudinal unique

Ce paramètre est défini dans la Rec. UIT-T G.691 pour les systèmes SDH monocanal.

6.2.2.4 Largeur spectrale maximale des émetteurs en mode longitudinal multiple

Ce paramètre est défini dans la Rec. UIT-T G.691 pour les systèmes SDH monocanal.

6.2.2.5 Fluctuation

Ce paramètre est défini dans la Rec. UIT-T G.691. Pour les systèmes à haut débit binaire et à grande distance, fonctionnant éventuellement au moyen d'autres codes en ligne, une spécification supplémentaire relative à un comportement dynamique à résolution temporelle peut s'avérer nécessaire. Cette question ainsi que la mesure de ce paramètre doivent faire l'objet d'un complément d'étude.

6.2.2.6 Taux de suppression des modes latéraux

Le taux de suppression des modes latéraux d'un émetteur en mode longitudinal unique est défini dans les Rec. UIT-T G.957, G.691 et G.959.1. Les valeurs sont données pour les interfaces IrDI des systèmes SDH et du réseau optique de transport (OTN, *optical transport network*) jusqu'à 40 Gbit/s.

6.2.2.7 Densité maximale de puissance spectrale

La densité maximale de puissance spectrale est définie dans la Rec. UIT-T G.691.

6.2.2.8 Puissance moyenne maximale de sortie du canal

La puissance moyenne maximale de sortie d'un signal optique multicanal est mentionnée et définie dans la Rec. UIT-T G.959.1.

6.2.2.9 Puissance moyenne minimale de sortie du canal

Cette propriété d'un signal optique multicanal est mentionnée et définie dans la Rec. UIT-T G.959.1.

6.2.2.10 Fréquence centrale

Les fréquences centrales des signaux multiplexés WDM sont données dans les Recommandations UIT-T G.959.1 et G.694.1. Les fréquences sont indiquées ici pour un espacement minimal de 12,5 GHz.

6.2.2.11 Espacement des canaux

L'espacement des canaux est défini dans la Rec. UIT-T G.694.1 pour le multiplex WDM dense (DWDM, *dense wavelength division multiplex*) et dans la Rec. UIT-T G.694.2 pour le multiplex WDM espacé (CWDM, *coarse wavelength division multiplex*). D'autres possibilités (mettant en œuvre un espacement plus grand ou plus petit) doivent faire l'objet d'un complément d'étude.

6.2.2.12 Ecart maximal par rapport à la fréquence centrale

L'écart maximal par rapport à la fréquence centrale pour les canaux optiques à codage NRZ est défini dans les Recommandations UIT-T G.692 et G.959.1. D'autres possibilités employant un filtrage asymétrique peuvent nécessiter une définition différente. Cette question doit faire l'objet d'un complément d'étude.

6.2.2.13 Taux minimal d'extinction

Le taux minimal d'extinction, en tant que valeur propre au canal, pour les systèmes à multiplex WDM et à codage NRZ, est défini dans la Rec. UIT-T G.959.1. La même méthode est appliquée pour les signaux codés RZ. Cette définition pour d'autres codes en ligne doit faire l'objet d'un complément d'étude.

6.2.2.14 Masque de diagramme en œil

Les masques des diagrammes en œil des systèmes SDH monocanal sont donnés dans les Recommandations UIT-T G.957, G.691, G.693, ainsi que dans d'autres Recommandations. Le masque de diagramme en œil pour les interfaces IrDI monocanal et multicanal à codage NRZ est défini dans la Rec. UIT-T G.959.1.

6.2.2.15 Polarisation

Ce paramètre permet d'obtenir la distribution de la polarisation du signal optique de l'émetteur. Il peut avoir une incidence sur la tolérance en ce qui concerne la dispersion des modes de polarisation (PMD, *polarization mode dispersion*) et est important dans le cas du multiplexage en polarisations.

6.2.2.16 Rapport signal sur bruit optiques

Cette valeur correspond au rapport de la puissance du signal optique à la puissance du bruit optique pour un émetteur optique de fréquences dans une largeur de bande donnée, couplée au trajet de transmission.

6.3 Amplificateurs optiques

6.3.1 Types d'amplificateurs

Les types d'amplificateurs optiques et les spécifications pertinentes, ainsi que les aspects liés à l'implémentation des amplificateurs à fibres optiques et des amplificateurs à semiconducteur sont décrits dans les Recommandations UIT-T G.661, G.662 et G.663, respectivement. Les définitions des amplificateurs de ligne des systèmes multicanal à grande distance sont données dans la Rec. UIT-T G.692. En outre, l'amplification de Raman dans la fibre optique de transmission ou dans les segments de fibre optique supplémentaires sur le trajet de transmission peut être employée. La spécification de l'amplification de Raman doit faire l'objet d'un complément d'étude.

Des amplificateurs peuvent être employés en même temps que des émetteurs et/ou des récepteurs optiques. Dans ces cas, ils sont enfouis dans la boîte noire de l'émetteur ou du récepteur et sont soumis à une spécification correspondante. Il convient de noter que les dégradations du côté du récepteur, notamment la dégradation liée à la gigue, subissent les effets de l'amplification optique.

Une liste exhaustive des paramètres génériques des amplificateurs est donnée dans la Rec. UIT-T G.661. Seule une partie de ces paramètres intervient concrètement dans la conception des systèmes.

6.3.1.1 (Sur)amplificateur de puissance

Les applications sont décrites dans la Rec. UIT-T G.663.

6.3.1.2 Préamplificateur

Les applications sont décrites dans la Rec. UIT-T G.663.

6.3.1.3 Amplificateur de ligne

Les applications sont décrites dans la Rec. UIT-T G.692.

Des amplificateurs fondés sur différentes technologies peuvent être utilisés, à savoir des amplificateurs à fibres optiques (OFA, *optical fiber amplifier*), des amplificateurs optiques à semiconducteur (SOA), ainsi que des amplificateurs de Raman à fibres optiques (RFA) employant la fibre optique de transmission ou des segments de fibre optique supplémentaires sur le trajet de transmission. La spécification des amplificateurs RFA doit faire l'objet d'un complément d'étude.

6.3.2 Paramètres des amplificateurs

6.3.2.1 Variation du gain multicanal

Ce paramètre est défini dans la CEI 61291-4.

6.3.2.2 Inclinaison du gain multicanal

Ce paramètre est défini dans la CEI 61291-4.

6.3.2.3 Différence entre les changements de gain multicanal

Ce paramètre est défini dans la CEI 61291-4.

6.3.2.4 Puissance totale reçue

Ce paramètre correspond à la puissance moyenne maximale d'entrée au point de référence situé au niveau de l'entrée de l'amplificateur.

6.3.2.5 Puissance totale émise

Ce paramètre correspond à la puissance moyenne maximale de sortie au point de référence situé au niveau de la sortie de l'amplificateur.

6.4 Trajet optique

Le trajet optique est composé de l'ensemble des éléments de transmission qui sont placés en série entre les points 'S' et 'R'. Il s'agit habituellement, pour la plus grande partie, de câbles à fibres optiques, mais d'autres éléments (par exemple, des raccords, des répartiteurs optiques, etc.) situés entre les points 'S' et 'R' font aussi partie de ce trajet et contribuent à ses caractéristiques. Les valeurs des paramètres du trajet optique, énumérées dans les Recommandations relatives aux interfaces (Recommandations UIT-T G.957, G.691, etc.), définissent les limites d'un fonctionnement satisfaisant de la liaison. Sur les trajets optiques dont les valeurs sont situées en dehors de ces limites, la qualité de fonctionnement de la liaison peut être entachée d'un taux d'erreur sur les bits qui dépasse le taux requis.

La méthode employée pour déterminer les valeurs des limites des paramètres du trajet optique est, dans certains cas, fondée sur un consensus avisé en ce qui concerne les valeurs qui peuvent être raisonnablement et concrètement prévues. Il a été tenu compte des valeurs des différents paramètres du trajet optique et de la façon dont ceux-ci se combinent lors de la détermination des limites (voir le § 10 en ce qui concerne les aspects de la conception statistique).

6.4.1 Types et paramètres des fibres optiques

Les paramètres liés aux fibres et aux câbles optiques sont définis dans les Recommandations UIT-T G.650, G.652, G.653, G.654 et G.655.

Il convient de noter que, pour certains systèmes de transmission à grande distance et à haut débit binaires, les paramètres donnés pour les différents types de fibres optiques peuvent ne pas être suffisamment précis pour assurer une qualité de fonctionnement appropriée.

6.4.2 Effets liés au trajet optique

Les aspects ayant trait à la transmission des systèmes à fibres optiques sont décrits à l'Appendice II/G.663, où sont examinés les effets suivants, liés au trajet:

- non-linéarités des fibres optiques:
 - diffusion stimulée de Brillouin;
 - mélange à quatre ondes;
 - instabilité de modulation;
 - automodulation de phase;
 - formation de soliton;
 - modulation à croisement de phases;
 - diffusion stimulée de Raman.

- propriétés relatives à la polarisation:
 - dispersion des modes de polarisation;
 - perte liée à la polarisation;
 - creusement de trous lié à la polarisation.
- propriétés de dispersion des fibres optiques;
- dispersion chromatique.

6.4.3 Paramètres du trajet optique

Du point de vue du système, le trajet optique est caractérisé par les paramètres suivants:

6.4.3.1 Atténuation maximale

Les définitions et les valeurs de l'atténuation maximale pour les systèmes SDH en ligne sont données dans les Recommandations UIT-T G.957, G.691 et G.692.

La définition de l'atténuation maximale pour les interfaces IrDI du réseau OTN est donnée dans la Rec. UIT-T G.959.1

Dans les Recommandations susmentionnées, les applications sont définies dans les bandes O, C et L. Il convient de noter que, dans d'autres bandes, les valeurs de l'atténuation peuvent être différentes. Dans la bande L, on sait que le coefficient d'atténuation de certaines fibres optiques peut augmenter en raison d'une perte due à une macrocourbure et/ou à une microcourbure après l'installation du câble. La valeur réelle de l'augmentation de la perte dépend de la structure du câble, des conditions de son installation et de la date de son installation. Elle peut être déterminée après l'installation du câble en mesurant la perte aux longueurs d'onde prescrites.

La méthode employée dans les Recommandations susmentionnées pour spécifier le trajet optique consiste à faire l'hypothèse d'une valeur de 0,275 dB/km pour le coefficient d'atténuation de la fibre optique installée, y compris les épissures et les marges des câbles, dans le cas de systèmes de longueurs d'onde de 1550 nm, et d'une valeur de 0,55 dB/km dans le cas de systèmes de longueurs d'onde de 1310 nm. Les distances escomptées déduites de ces valeurs sont à employer à des fins de classification et non de spécification.

Les éléments suivants faisant partie du trajet sont inclus:

- épissures;
- raccords;
- atténuateurs optiques (le cas échéant);
- autres dispositifs optiques passifs (le cas échéant);
- toute marge supplémentaire des câbles devant permettre de tenir compte:
 - des modifications ultérieures apportées à la configuration des câbles (épissures supplémentaires, longueurs accrues des câbles, etc.);
 - des variations de la qualité de fonctionnement des câbles, dues aux facteurs environnementaux;
 - de la dégradation de quelconques raccords, atténuateurs optiques ou autres dispositifs optiques passifs situés sur le trajet optique.

6.4.3.2 Atténuation minimale

Les définitions et les valeurs de l'atténuation minimale pour les systèmes SDH en ligne sont données dans les Recommandations UIT-T G.957, G.691 et G.692.

La définition de l'atténuation minimale pour les interfaces IrDI des réseaux OTN et pré-OTN est donnée dans la Rec. UIT-T G.959.1.

6.4.3.3 Dispersion

Les dispersions maximale et minimale, normalement induites par la fibre optique de transmission, et auxquelles un système doit s'adapter sont définies pour les systèmes SDH et OTN dans les Recommandations UIT-T G.957, G.691, G.692 et G.959.1. Pour les systèmes de transmission à grande distance et à haut débit, les valeurs peuvent être différentes en raison, notamment, d'autres spécifications pour les gammes de longueurs d'onde. Les valeurs doivent aussi être réexaminées pour d'autres bandes.

6.4.3.4 Affaiblissement optique minimal d'équilibrage

Les définitions de l'affaiblissement optique minimal d'équilibrage des trajets optiques pour les systèmes SDH et OTN sont données dans les Recommandations UIT-T G.957, G.691, G.692 et G.959.1. Les valeurs pour les systèmes futurs qui emploieront des débits binaires plus hauts et une transmission sur des distances plus grandes peuvent être différentes.

6.4.3.5 Facteur discret maximal de réflexion

Le facteur discret maximal de réflexion des systèmes SDH et OTN est défini dans les Recommandations UIT-T G.957, G.691, G.692 et G.959.1.

6.4.3.6 Temps différentiel maximal de propagation de groupe

Le temps différentiel maximal de propagation de groupe résultant de l'adaptation à la dispersion PMD aux systèmes SDH et OTN est défini dans les Recommandations UIT-T G.691, G.692 et G.959.1. Les spécifications des systèmes à haut débit et à codes en ligne peuvent être différentes.

6.5 Récepteurs

6.5.1 Types de récepteurs

Des amplificateurs peuvent être employés en même temps que des récepteurs optiques. Dans ces cas, ils sont enfouis dans la boîte noire du récepteur et sont soumis à une spécification correspondante. Il convient de noter que les dégradations du côté du récepteur, notamment la dégradation liée à la gigue, subissent les effets de l'amplification optique.

6.5.2 Paramètres des récepteurs

Ces paramètres sont définis aux points de référence du récepteur (R, point de l'interface optique monocal au niveau du récepteur, ou MPI-R, point de l'interface sur trajets multiples au niveau du récepteur (*multi-path interface at the receiver*)), comme indiqué dans les Recommandations UIT-T G.957, G.691, G.692 et G.959.1.

6.5.2.1 Sensibilité

Les sensibilités des récepteurs pour les systèmes SDH à canal unique jusqu'à 10 Gbit/s sont définies dans les Recommandations UIT-T G.957 et G.691. Celles pour les récepteurs des interfaces IrDI des systèmes SDH et OTN sont définies dans la Rec. UIT-T G.959.1.

Les sensibilités des récepteurs sont par définition des valeurs de fin de vie, valables dans les cas les plus défavorables, qui tiennent compte du vieillissement et des marges de température ainsi que d'un masque de diagramme en œil le plus défavorable et de dégradations en matière de taux d'extinction, résultant des imperfections de la spécification par l'émetteur de l'interface particulière.

Les dégradations ayant trait aux effets liés au trajet font toutefois l'objet d'une spécification qui est distincte de celle qui concerne la valeur fondamentale de la sensibilité.

6.5.2.2 Surcharge

La définition et les valeurs de la surcharge du récepteur pour les systèmes SDH monocanal jusqu'à 10 Gbit/s sont définies dans les Recommandations UIT-T G.957 et G.691. Celles pour les récepteurs des interfaces IrDI des systèmes SDH et OTN jusqu'à 40 Gbit/s sont définies dans la Rec. UIT-T G.959.1.

6.5.2.3 Puissance moyenne minimale d'entrée du canal

La puissance moyenne minimale d'entrée du canal des interfaces IrDI optiquement multiplexées jusqu'à 10 Gbit/s, pour les récepteurs multicanal, est définie dans la Rec. UIT-T G.959.1.

6.5.2.4 Puissance moyenne maximale d'entrée du canal

La puissance moyenne maximale d'entrée du canal des interfaces IrDI optiquement multiplexées jusqu'à 10 Gbit/s, pour les récepteurs multicanal, est définie dans la Rec. UIT-T G.959.1.

6.5.2.5 Dégradation liée au trajet optique

La définition et les valeurs de la dégradation liée au trajet optique pour les systèmes SDH monocanal jusqu'à 10 Gbit/s sont données dans les Recommandations UIT-T G.957 et G.691. Celles pour les récepteurs des interfaces IrDI du système OTN tant monocanal que multicanal jusqu'à 10 Gbit/s sont données dans la Rec. UIT-T G.959.1, de même que celles pour les récepteurs des interfaces IrDI des systèmes SDH et OTN jusqu'à 40 Gbit/s.

6.5.2.6 Différence maximale entre les puissances d'entrée du canal

Ce paramètre, qui indique la différence maximale entre les canaux pour un signal optiquement multiplexé, est défini dans la Rec. UIT-T G.959.1.

6.5.2.7 Rapport minimal signal sur bruit optiques au niveau de l'entrée du récepteur

Cette valeur correspond à la valeur minimale du rapport signal sur bruit optiques (OSNR, *optical signal-to-noise ratio*), qui est prescrite pour obtenir le taux d'erreurs sur les bits (BER, *bit error ratio*) escompté en un point de référence du récepteur à un niveau de puissance donné dans les systèmes (à amplification de ligne) dont le rapport OSNR est limité. Il convient de noter qu'il s'agit d'un paramètre de conception.

7 Considérations sur le codage des lignes

Les systèmes actuels tels que définis dans les Recommandations UIT-T G.957, G.691, G.692 et G.959.1 sont fondés sur la transmission à codage NRZ. La définition des paramètres qui s'y rapportent (ainsi que la définition de la valeur logique "0" et de la valeur logique "1") est donnée dans ces Recommandations. Pour des applications plus exigeantes, il peut être avantageux de disposer d'autres codes en ligne.

Les systèmes à codage RZ en lignes tolèrent mieux les temps différentiels de propagation de groupe (DGD, *differential group delay*) induits par une dispersion PMD du premier ordre et sont donc plus adaptés à la transmission à très grande distance de signaux à haut débit. Le codage RZ présente toutefois un inconvénient potentiel (en raison de l'obligation d'employer une largeur de bande plus grande) qui le rend moins efficace du point de vue spectral que le codage NRZ.

Des formats modifiés de codage RZ, dans lesquels la phase des impulsions codées RZ était modulée, ont été examinés. Ces formats présentent des atouts, non seulement en terme d'amélioration de la tolérance à la dispersion PMD, mais aussi en terme de renforcement de la tolérance aux non-linéarités. En outre, ce format permet, lorsqu'on le compare au format de codage RZ pur, d'améliorer l'efficacité spectrale.

D'autres codes en ligne pour des débits très hauts ont été publiés, afin d'obtenir une largeur de bande dans le canal plus faible et une densité spectrale plus élevée dans la fibre optique de transmission. Plusieurs versions de codage "duobinaire" ou multiniveau ont en particulier été publiées. La tolérance aux défaillances liées au trajet de transmission et aux éléments de transmission et de réception doit faire l'objet d'un complément d'étude.

L'emploi de codes en ligne, différents du codage NRZ, aura une incidence sur la relation entre les différents paramètres qui sont définis pour le système. Cela se manifestera dans les ensembles de paramètres, différents des paramètres actuels, et dans les relations de dépendance entre eux qui sont employées dans les applications normalisées.

7.1 Implémentation du codage avec retour à zéro

Plusieurs méthodes permettent de produire des signaux codés RZ, par exemple, la modulation directe d'un signal laser (à semiconducteur) avec un signal de données codé RZ, la production en premier lieu d'un train d'impulsions optiques, modulé ensuite avec un signal de données codé NRZ, ou le modelé des impulsions d'un signal optique codé NRZ au moyen d'un modulateur de Mach-Zender (MZM, *Mach-Zender modulator*).

La dernière option est celle qui a concrètement été employée, en raison de sa simplicité et de la possibilité de réaliser plusieurs rapports cycliques en combinant de façon appropriée la tension de polarisation et l'amplitude de modulation du modulateur MZM. Le signal optique codé NRZ d'entrée du modulateur MZM peut être émis par une diode laser (LD, *laser diode*) modulée directement ou par un laser continu (CW, *continuous-wave laser*) accompagné d'un modulateur MZM ou d'un modulateur à électro-absorption.

Trois rapports cycliques de modulation avec codage RZ, facilement réalisables, sont les rapports 1/3, 1/2 et 2/3 (désignés ci-après par les pourcentages 33%, 50% et 67%, respectivement). Des implémentations possibles impliquant le modulateur MZM sont représentées dans la Figure 7-1.

Avec une tension de commande:

$$V_m(t) = V_{bias} + V_{RF}(t) = V_{bias} + V_{RF} \cos(2\pi ft + \phi_m) \quad (7-1)$$

où V_{bias} est la tension à polarisation continue, V_{RF} est l'amplitude de modulation de la fréquence radioélectrique (RF, *radio frequency*), f_{mod} est la fréquence de modulation RF et ϕ_m est le déphasage, la fonction de transfert de la puissance optique d'un modulateur MZM est donnée par la formule suivante

$$T(t) \propto \cos^2 \left[\frac{\pi V_m(t)}{2V_\pi} + \frac{\theta}{2} \right] = \cos^2 \left[\frac{\pi V_{bias}}{2V_\pi} + \frac{\pi V_{RF}(t)}{2V_\pi} + \frac{\theta}{2} \right] \quad (7-2)$$

où θ est le déphasage intrinsèque du modulateur MZM sans la tension de commande et V_π est la tension pour un déphasage π du modulateur MZM. Par définition, si $V_{bias} = V_{max}$, le modulateur MZM assure continûment une transmission optique maximale; et si $V_{bias} = V_{min}$, le modulateur MZM assure continûment une transmission optique minimale. Le modulateur MZM peut aussi être commandé d'une manière équilibrée (symétrique).

Ici, le codage NRZ illustré fait intervenir un modulateur MZM comportant une électrode de commande. Le modelé des impulsions codées RZ est réalisé à l'aide du modulateur MZM équilibré, suivant le modulateur de données à codage NRZ. Dans la Figure 7-1 sont représentés les schémas fonctionnels fondamentaux du codage en formats NRZ et RZ.

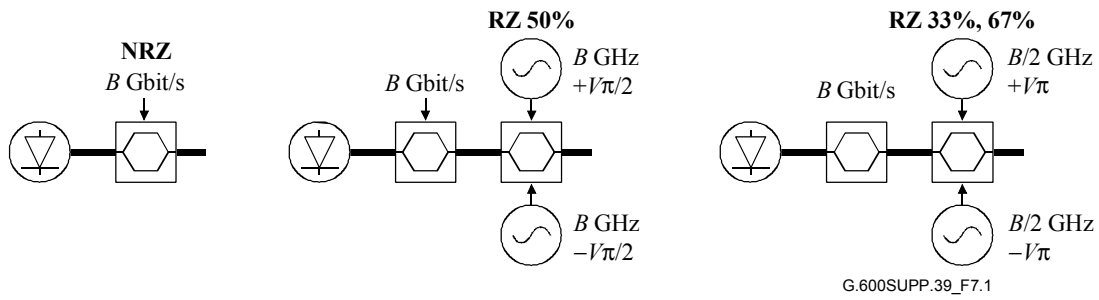


Figure 7-1 – Schémas fonctionnels du codage en formats NRZ et RZ à l'aide du modulateur MZM

Dans le cas d'une modulation symétrique sans fluctuation d'un modulateur MZM LiNbO₃ à coupure suivant z et à deux bras, la modulation électrique crête à crête de $V\pi$ est subdivisée en $+V\pi/2$ et $-V\pi/2$ afin d'obtenir le format RZ-50% par exemple (voir la Figure 7-1). Sinon, une modulation avec codage RZ peut être réalisée au moyen d'un modulateur MZM à bras unique en appliquant une modulation crête à crête de $V\pi$ au bras unique pour obtenir le format RZ-50%.

La production de trois rapports cycliques différents dépend de la fréquence du modulateur à codage RZ, de la tension électrique de modulation crête à crête et de la polarisation. Les conditions de commande des formats RZ avec les rapports cycliques 50%, 33%, et le rapport cyclique 67% avec affaiblissement de la porteuse (CS-RZ, *carrier suppressed return to zero*) sont illustrées dans la Figure 7-2:

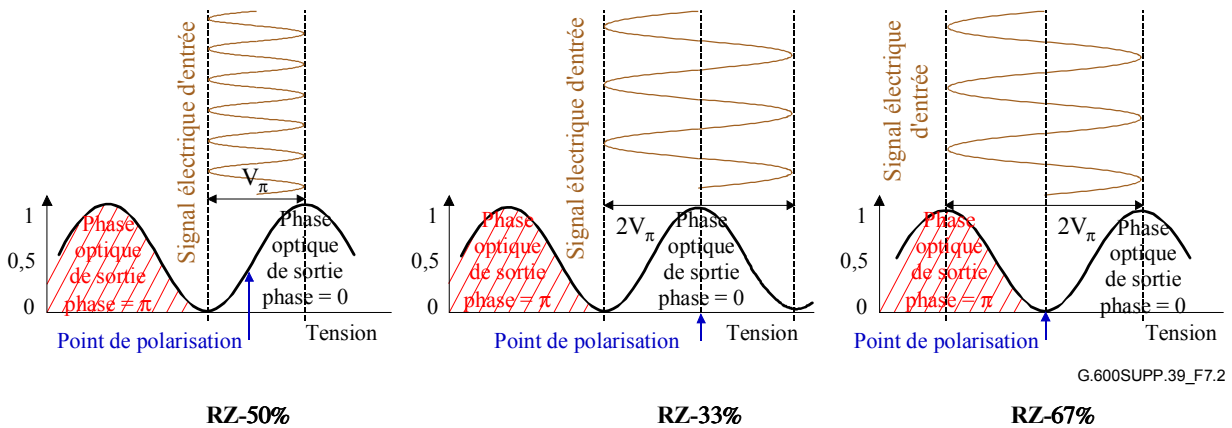


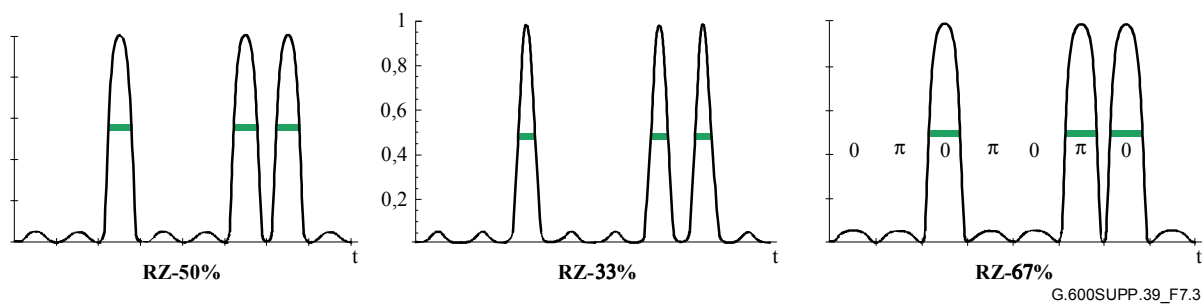
Figure 7-2 – Configuration de la polarisation pour les formats RZ

Dans le Tableau 7-1 sont résumées les principales données pour les 3 rapports cycliques avec codage RZ, f_{mod} étant la fréquence de modulation, V_{mod} étant la tension de modulation crête à crête ($2V_{RF}$), tandis que V_{bias} décrit la condition de polarisation: V_{min} et V_{max} sont les points de polarisation lors d'une transmission minimale (affaiblissement de la porteuse) et maximale, respectivement, et V_{3dB} est le point de polarisation usuel du modulateur MZM, également employé pour la modulation de données avec codage NRZ par le modulateur. Le "phase shift" est le déphasage entre les impulsions consécutives codées RZ et les bits.

Tableau 7-1 – Données relatives à la modulation pour les formats RZ à 43 Gbit/s

RZ-	33%	50%	67% (CS-RZ)
f_{mod} (GHz)	21,5	43	21,5
V_{mod}	$2V_{\pi}$	V_{π}	$2V_{\pi}$
V_{bias}	V_{min}	V_{3dB}	V_{max}
phase shift	0,0,0	0,0,0	0, π ,0

Dans la Figure 7-3 est illustrée la variation de l'intensité des impulsions codées RZ, à la suite de la modulation de données avec codage NRZ au moyen de la séquence de données "00100110". Les 3 différents rapports cycliques sont définis par les largeurs des impulsions (largeurs spectrales à mi-hauteur (FWHM/ T , *full width at half maximum*)): 50%, 33% et 67% de la période binaire T . Pour les formats RZ-50% et RZ-33%, il n'y a pas de changement de phase, tandis que pour le format CS-RZ-67%, les impulsions consécutives subissent un changement de phase égal à la valeur π .

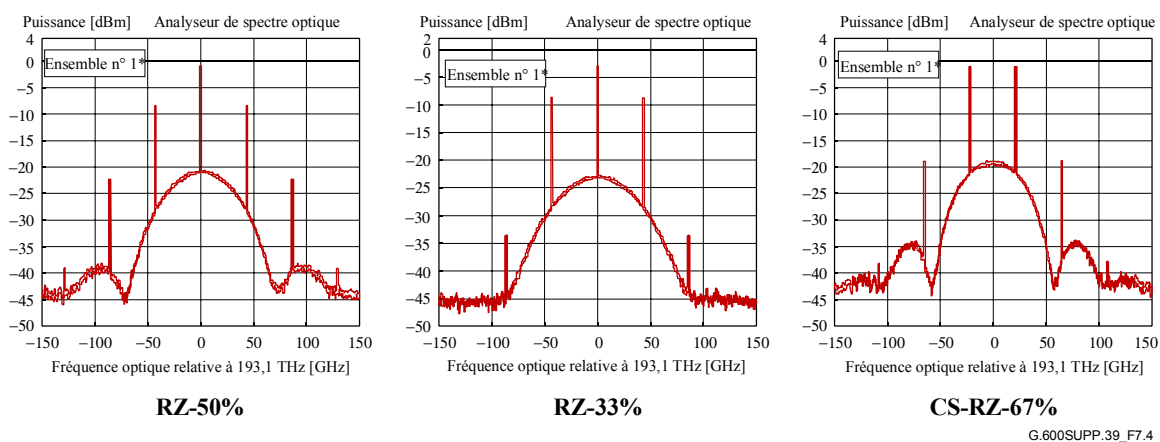


G.600SUPP.39_F7.3

NOTE – Le trait horizontal indiquant la largeur FWHM et les rapports cycliques des impulsions. Les valeurs π et 0 indiquent les changements de phases des impulsions codées RZ en format CS-RZ-67%.

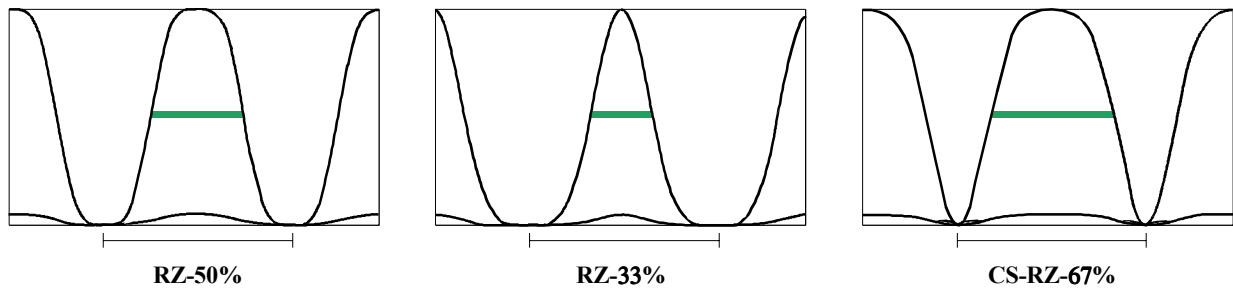
Figure 7-3 – Impulsions codées RZ des trois rapports cycliques avec des données de 00100110

Les spectres optiques et le diagramme optique en œil des trois formats RZ sont illustrés dans les Figures 7-4 et 7-5, respectivement. Le format RZ-33% nécessite une largeur spectrale plus haute que celles des formats RZ-50% et CS-RZ-67%, indiquant un spectre bien plus étroit, donc une efficacité spectrale accrue comparée au format RZ-33%.



G.600SUPP.39_F7.4

Figure 7-4 – Spectres optiques des formats RZ



NOTE – Le trait horizontal fin indiquant la période binaire T et le trait horizontal épais indiquant la largeur de l'impulsion, correspondant au rapport cyclique.

Figure 7-5 – Diagramme optique en œil des formats RZ

7.1.1 Format retour à zéro avec un rapport cyclique de 33%

Dans la Figure 7-1, le signal d'entrée dans le modulateur MZM est un signal optique codé NRZ avec un débit binaire de $1/T_b$ (T_b est la durée d'un bit). Le modulateur MZM est à polarisation continue lorsqu'il assure une transmission optique maximale en vertu de l'égalité $V_{bias} = V_{max}$, et est modulé par un signal sinusoïdal RF de fréquence $f = 1/(2T_b)$ et d'amplitude V_π ($2V_\pi$ de crête à crête).

L'amplitude du champ optique $E_1(t)$ du signal de sortie du modulateur MZM est alors proportionnelle au second membre de l'expression suivante:

$$E_1(t) \propto \cos \left[\frac{\pi}{2} \cos \left(\pi \frac{t}{T_b} \right) \right] e_{NRZ}(t) \quad (7-3)$$

où $e_{NRZ}(t)$ est le champ optique du signal codé NRZ d'entrée. La puissance optique de sortie du modulateur MZM peut alors s'écrire comme suit:

$$P_{out} \propto E_1(t)E_1(t)^* \propto \left[\cos \left[\frac{\pi}{2} \cos \left(\pi \frac{t}{T_b} \right) \right] e_{NRZ}(t) \right]^2 \quad (7-4)$$

7.1.2 Format retour à zéro avec affaiblissement de la porteuse et rapport cyclique de 67%

Un autre schéma de modulation est le codage CS-RZ avec un rapport cyclique de 67%. Il résiste mieux à la dispersion chromatique des fibres optiques que la modulation avec un rapport cyclique de 33%.

Afin d'aboutir à un format CS-RZ avec un rapport cyclique de 67%, le modulateur MZM est à polarisation continue lorsqu'il assure une transmission optique minimale en vertu de l'égalité $V_{bias} = V_{min}$, et est modulé par un signal sinusoïdal RF de fréquence $f = 1/(2T_b)$ et de déphasage $\phi_m = \pi/2$ (voir la Figure 7-1). L'amplitude de modulation RF est V_π ($2V_\pi$ de crête à crête), correspondant à la tension demi-onde du modulateur MZM. L'amplitude du champ optique à la sortie du modulateur MZM, $E_2(t)$, est proportionnelle au second membre de l'expression suivante:

$$E_2(t) \propto \sin \left[\frac{\pi}{2} \sin \left(\pi \frac{t}{T_b} \right) \right] e_{NRZ}(t) \quad (7-5)$$

La puissance de sortie du modulateur MZM est proportionnelle au produit $E_2(t)E_2(t)^*$ et s'écrit comme suit:

$$P_{out} \propto E_2(t)E_2(t)^* \propto \left[\sin \left[\frac{\pi}{2} \sin \left(\pi \frac{t}{T_b} \right) \right] e_{NRZ}(t) \right]^2 \quad (7-6)$$

7.1.3 Format retour à zéro avec un rapport cyclique de 50%

Afin d'aboutir à un format RZ avec un rapport cyclique de 50%, le modulateur MZM est à polarisation continue lorsqu'il assure une transmission optique à 3 dB en vertu de l'égalité $V_{bias} = V_{3dB}$, et est modulé par un signal sinusoïdal RF de fréquence $f = 1/(T_b)$ (voir la Figure 7-1). L'amplitude de modulation RF est $V_{\pi}/2$ (V_{π} de crête à crête). L'amplitude du champ optique à la sortie du modulateur MZM, $E_3(t)$, est proportionnelle au second membre de l'expression suivante:

$$E_3(t) \propto \cos \left[\frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{4} \cos \left(\frac{2\pi t}{T_b} \right) \right] e_{NRZ}(t) \quad (7-7)$$

La puissance de sortie du modulateur MZM est proportionnelle au produit $E_3(t)E_3(t)^*$ et s'écrit comme suit:

$$P_{out} \propto E_3(t)E_3(t)^* \propto \left[\cos \left[\frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{4} \cos \left(\frac{2\pi t}{T_b} \right) \right] e_{NRZ}(t) \right]^2 \quad (7-8)$$

7.2 Considérations sur les défaillances des systèmes

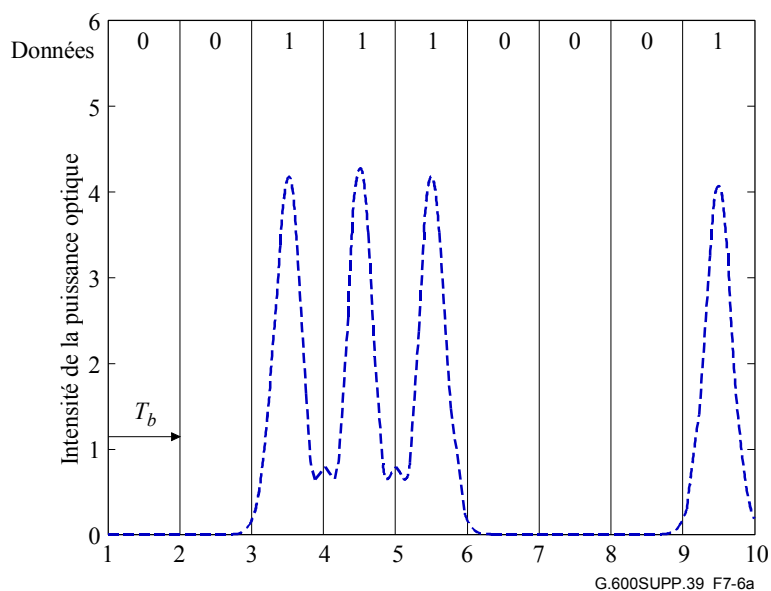
7.2.1 Défaillances découlant des attributs des fibres optiques

7.2.1.1 Dispersion chromatique et étalement des impulsions

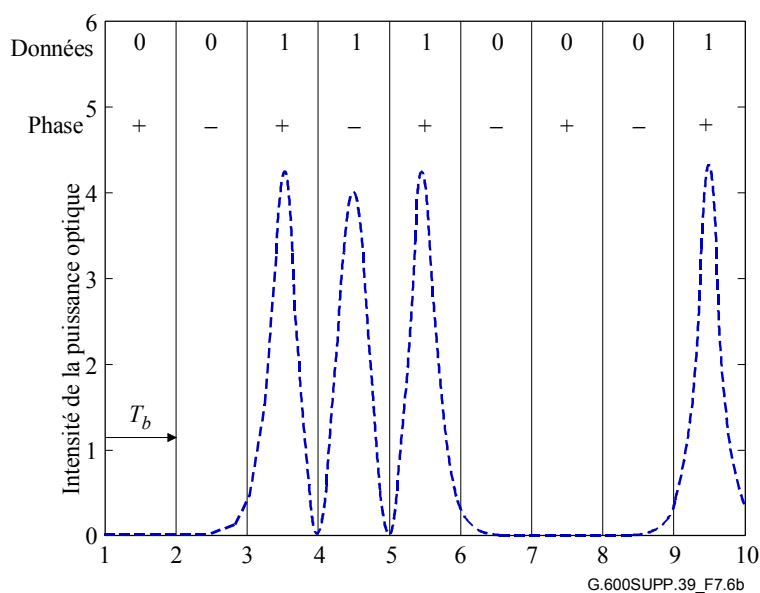
Dans le cas d'une transmission en espace libre ou d'une dispersion chromatique des fibres optiques très faible, le format RZ avec un rapport cyclique de 33% offre une meilleure sensibilité au niveau du récepteur que les formats RZ ayant un rapport cyclique plus grand ou que le format NRZ [6]. Mais après la propagation à travers une fibre optique, les impulsions qui se chevauchent ou qui sont adjacentes produisent des impulsions parasites [7], parce que toutes les valeurs logiques "1" ont la même phase optique.

Dans le cas du format CS-RZ, les impulsions adjacentes ont des phases opposées. Les champs optiques de deux bits logiques "1" adjacents s'additionnent et se détruisent. Aucune impulsion parasite n'est produite entre les deux bits logiques "1". En outre, en raison du spectre plus étroit, l'étalement des impulsions découlant de la dispersion chromatique (CD, *chromatic dispersion*) est plus faible qu'avec le format usuel RZ. Le format CS-RZ est donc un format très robuste pour les liaisons à fibres optiques ayant une dispersion chromatique résiduelle importante.

Dans les Figures 7-6 a) et b) sont illustrées les formes d'impulsion des deux formats de modulation avec codage RZ, pour un débit binaire de 40 Gbit/s et une dispersion chromatique accumulée de $D = 20$ ps/nm. Afin d'évaluer la dégradation liée à la dispersion chromatique, le modèle du système a été simplifié de manière à ne pas tenir compte des effets éventuels de la dispersion PMD et de la non-linéarité des fibres optiques, c'est-à-dire à supposer que les défaillances liées à la dispersion chromatique sont distinctes de celles liées à la non-linéarité des fibres optiques. Le modèle permet de montrer que, lorsque les impulsions se propagent le long de la fibre optique, des impulsions parasites sont produites entre deux bits logiques "1" pour le format RZ-33% (voir la Figure 7-6 a)) tandis qu'aucune impulsion parasite n'est observée dans le cas du format CS-RZ (voir la Figure 7-6 b)).



a) RZ-33%



b) RZ-67%

Figure 7-6 – Formes des impulsions à 40 Gbit/s après une dispersion accumulée de 20 ps/nm

7.2.1.2 Dispersion des modes de polarisation

La dispersion PMD des fibres optiques de transmission réduit l'efficacité de la transmission par une distorsion de la forme de l'onde, en particulier dans les systèmes de transmission à 40 Gbit/s. La tolérance à la dispersion PMD est donc l'un des paramètres clés devant être spécifié dans les applications à 40 Gbit/s. La dispersion PMD du premier ordre correspond à un temps DGD (une définition explicite du temps DGD est donnée dans la Rec. UIT-T G.671). La tolérance des systèmes à 40 Gbit/s au temps DGD systématique dépend fortement de la largeur de bande électrique du récepteur.

Dans les Figures 7-7 et 7-8 sont représentées les lignes de niveau de la dégradation de la puissance pour le codage RZ en lignes avec des rapports cycliques de 33% et 50%, en fonction de la largeur du récepteur et du temps obtenu par simulation numérique. Il a été observé que la tolérance au temps DGD dépendait tant du temps DGD que de la largeur de bande de récepteur [8]. Dans la

gamme usuelle des longueurs d'onde du récepteur, comme illustré dans la figure, la dispersion PMD fait apparaître une certaine déviation. Par exemple, le temps maximal admis DGD était de 11,5 ps (pour une dégradation de 1 dB) sur une zone très étroite de largeurs de bande du récepteur, centrée sur 0,8 dans le format RZ de rapport cyclique 33%, alors que dans la zone usuelle de largeurs de bande du récepteur, une dégradation de plus de 1 dB est inévitable.

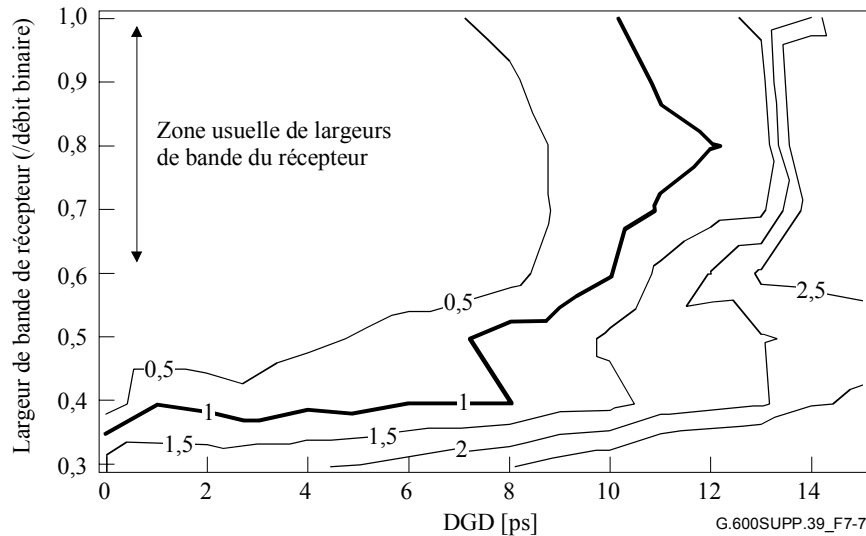


Figure 7-7 – Lignes de niveau de la tolérance au temps (format RZ avec un rapport cyclique de 33%)

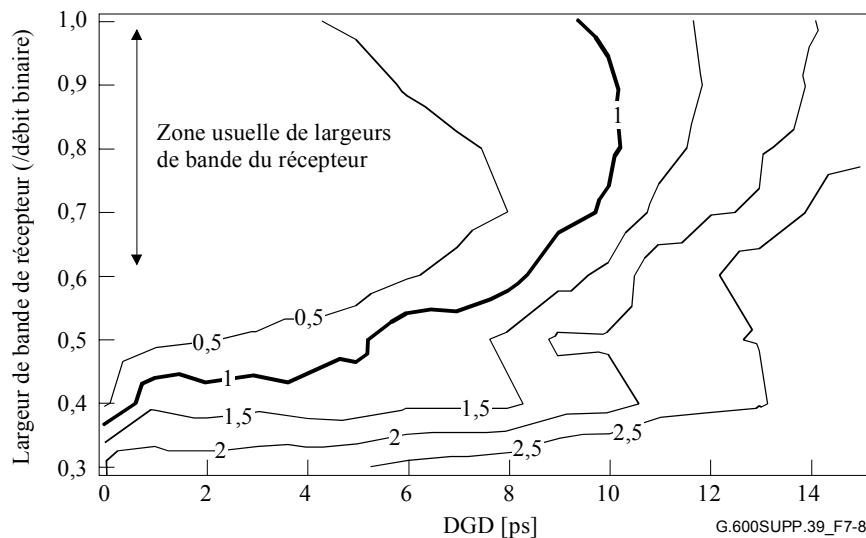


Figure 7-8 – Lignes de niveau de la tolérance au temps (format RZ avec un rapport cyclique de 50%)

La dégradation de la puissance montre une forte dépendance de la largeur de bande du récepteur. Il convient d'examiner avec soin la largeur de bande du récepteur dans le but de concevoir des systèmes à codage RZ et à 40 Gbit/s qui ont une tolérance au temps DGD suffisante.

Pour les interfaces de la catégorie des 40 Gbit/s, il a été proposé d'employer les codages RZ et NRZ en lignes pour les codes des applications monocanal. Il a été proposé d'employer le code RZ avec un rapport cyclique de 33%. En raison de sa nature, la tolérance à la dispersion PMD de ce code sera légèrement plus grande que celle du code CS-RZ avec un rapport cyclique de 66% (qui

correspond à une autre possibilité). Des mesures ont été effectuées pour vérifier la validité des valeurs proposées pour la tolérance au temps DGD.

Un émulateur produisant une dispersion PMD du premier ordre a été employé dans cette expérience. La dégradation du rapport OSNR en fonction du temps DGD est représentée dans la Figure 7-9.

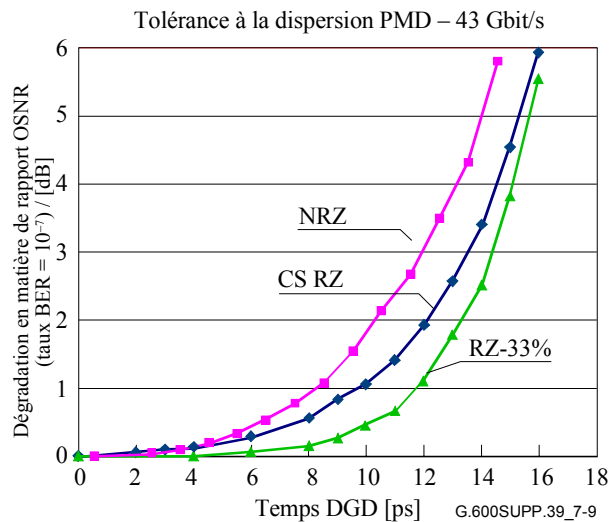


Figure 7-9 – Dégradation du rapport OSNR en fonction du temps DGD pour différents codes en ligne

Le temps DGD produisant une dégradation de 1 dB était indépendant du taux BER lié au rapport OSNR pour des taux d'erreur très faibles dans cette expérience. Lorsque le récepteur était optimisé pour le format CS-RZ, la tolérance au temps DGD prévue pour les autres codes en ligne de 7,5 ps pour une dégradation de 1 dB dans le format NRZ et de 11,5 ps pour une dégradation de 1 dB dans le format RZ-33% devait être réalisable. Toutefois il apparaissait que le format RZ-66% (l'autre point de commande dans l'implémentation d'un modulateur MZM) ne prenait pas en charge le temps de 11,5 ps pour une dégradation maximale de 1 dB à 43 Gbit/s (débit G.709), et que le format RZ-33% devait donc être employé pour cette application.

8 Topologie du réseau optique

Les Recommandations UIT-T G.692 et G.959.1 portent généralement sur les systèmes de transmission point à point, et laissent des configurations plus complexes (par exemple comportant l'insertion-extraction) pour complément d'étude. Dans le présent paragraphe sont examinées tant les topologies point à point que celles qui impliquent l'insertion-extraction optique.

8.1 Structures topologiques

On distingue deux types de réseaux en fonction des propriétés des éléments réseau optique (ONE, *optical network element*) que le signal traverse, à savoir les réseaux avec régénération de la puissance (1R) et les réseaux où certains éléments ONE en ligne assurent la régénération de la puissance et de la forme (2R) et/ou la régénération de la puissance, de la forme et de la synchronisation (3R). Dans ce dernier cas, il n'est pas exclu que certains ou tous les éléments ONE en ligne assurent aussi la régénération 1R.

Conformément à l'Annexe/G.872, la régénération 1R comprend l'amplification optique et la compensation de la dispersion, et les mécanismes analogiques sans traitement binaire sont donc exploités par la régénération 1R. Les régénérations 2R et 3R quant à elles appliquent des procédés

numériques (par exemple, la remise en forme numérique et la régénération numérique des impulsions).

Les différentes classes topologiques définies sont notamment les liaisons point à point, les structures en bus, les réseaux en anneau et en maille. De chacune des classes il est d'abord donné une description générique. Les implémentations particulières ne sont ainsi ni privilégiées ni exclues. Cela permet en outre de minimiser le nombre de classes topologiques, les très nombreuses implémentations étant réunies en quelques groupes. L'absence de représentation topologique impliquerait un très grand nombre de diagrammes correspondant à toutes les variantes topologiques légèrement différentes.

Pour plus de clarté, la description générique est finalement illustrée au moyen de quelques exemples typiques.

8.1.1 Réseaux avec régénération 1R

Les réseaux avec régénération 1R comportent des liaisons point à point, des structures en bus et des réseaux en anneau et en maille.

8.1.1.1 Liaisons point à point

La représentation générique d'une liaison point à point (ptp, *point-to-point*) est donnée dans la Figure 8-1. Les signaux lumineux de n canaux WDM sont acheminés par une fibre optique de sortie d'un équipement émetteur multicanal (M-Tx, *multichannel transmitter equipment*). Ce signal optique passe par des sections de transmission, comportant en alternance des parties de fibres optiques et des régénérateurs 1R, avant de pénétrer dans l'équipement récepteur multicanal (M-Rx, *multichannel receiver equipment*). Les carrés et les triangles à contours doubles dans la Figure 8-1 indiquent que différentes réalisations sont possibles (en ce qui concerne la topologie détaillée et l'implémentation à l'intérieur de ces carrés et de ces triangles).

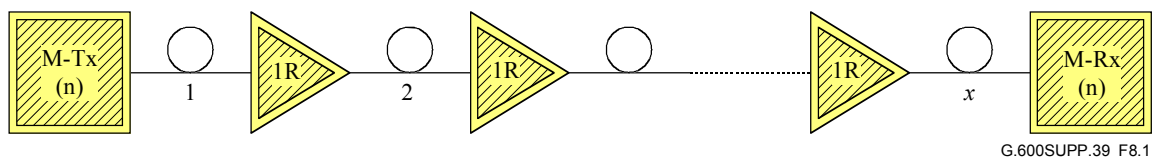


Figure 8-1 – Représentation générique d'une liaison point à point avec des régénérateurs 1R

Dans la Figure 8-2 est illustrée une réalisation typique d'un équipement M-Tx avec n canaux WDM fonctionnant aux longueurs d'onde centrales $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$. Des exemples de régénérateurs 1R sont donnés dans la Figure 8-3, notamment un amplificateur optique (OA) – à gauche – et un amplificateur de ligne avec une compensateur passif de dispersion (PDC, *passive dispersion compensator*) – à droite. Il convient de noter que beaucoup d'autres réalisations incorporant le régénérateur 1R avec les capacités de compensation PDC sont possibles.

Dans la Figure 8-4 est donné un exemple, et **un exemple particulier seulement**, d'une liaison WDM ptp typique.

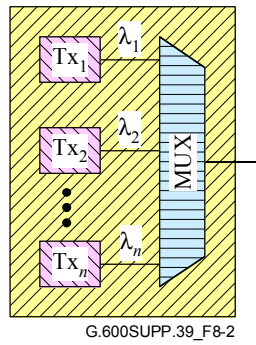


Figure 8-2 – Exemple de réalisation d'un émetteur multicanal

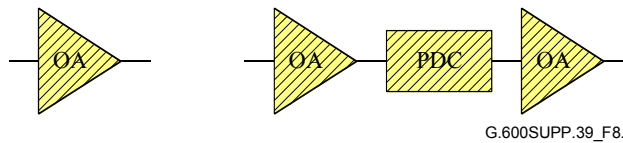


Figure 8-3 – Exemples de réalisation d'un régénérateur 1R

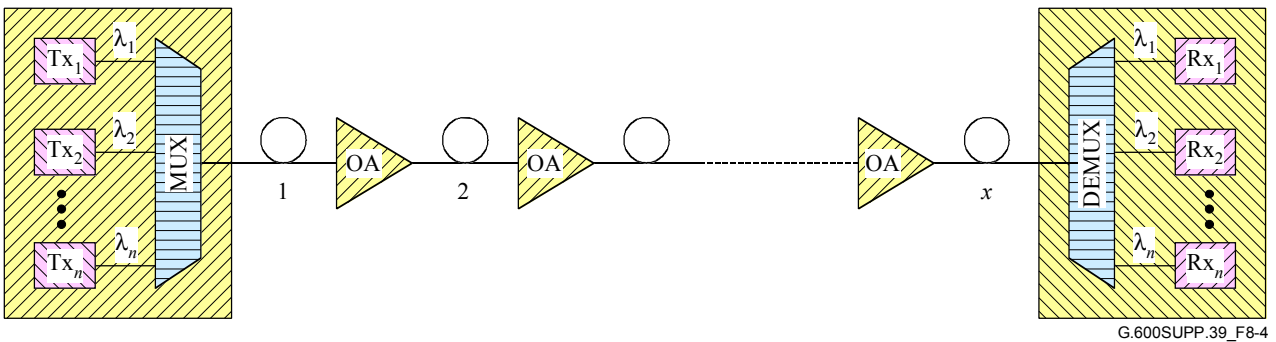


Figure 8-4 – Exemple d'une liaison WDM ptp

8.1.1.2 Structures en bus

La représentation générique d'une structure en bus est donnée dans la Figure 8-5. Les signaux d'un nombre (n) de canaux WDM émis par un équipement M-Tx pénètrent dans le premier élément ONE (ONE_1). Les signaux d'un sous-ensemble (n_1) de canaux WDM sont extraits et insérés par l'élément ONE_1 et détectés et émis par des équipements récepteur et émetteur (nommés "Rx (n_1)" et "Tx (n_1)"). La même procédure est appliquée aux éléments du réseau optique suivants $ONE_2 \dots ONE_k$ où k désigne le nombre total d'éléments ONE ($k \geq 1$). Le nombre de canaux ayant fait l'objet d'une extraction et d'une insertion satisfait à l'inégalité suivante:

$$0 \leq n_j \leq n, \quad (1 \leq j \leq k)$$

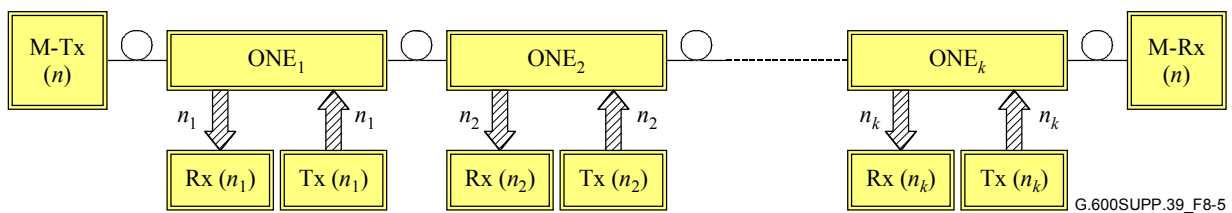


Figure 8-5 – Représentation générique d'une structure en bus

Lorsque $n_j = n$, tous les canaux WDM font l'objet d'une extraction et d'une insertion. Si $n_j = 0$, aucun canal ne fait l'objet d'une extraction ou d'une insertion, et l'élément ONE_j est simplement un régénérateur 1R. Un schéma topologique hybride comportant une suite d'amplificateurs optiques et de multiplexeurs optiques à insertion-extraction (OADM, *optical add/drop multiplexer*) peut donc aussi être exploité dans le cadre de cette description générique.

Les flèches hachurées aux ports secondaires de chacun des éléments ONE_j ($j = 1 \dots k$) indiquent qu'un nombre de fibres optiques jusqu'à n_j peut être employé.

Quelques réalisations particulières de structures en bus sont données ci-après. La Figure 8-6 représente un bus avec deux multiplexeurs OADM et une fibre optique pour chacun des canaux WDM faisant l'objet d'une extraction et d'une insertion aux ports secondaires. Dans la Figure 8-7 est donné un exemple d'une structure en bus avec une chaîne d'amplificateurs optiques et un multiplexeur OADM supplémentaire exactement chargé de soumettre un nombre (n^*) de canaux WDM à l'extraction et à l'insertion. Contrairement à la Figure 8-6, seule une fibre optique (acheminant les signaux lumineux de l'ensemble des n^* canaux WDM) est employée au niveau des ports secondaires de ce multiplexeur OADM particulier.

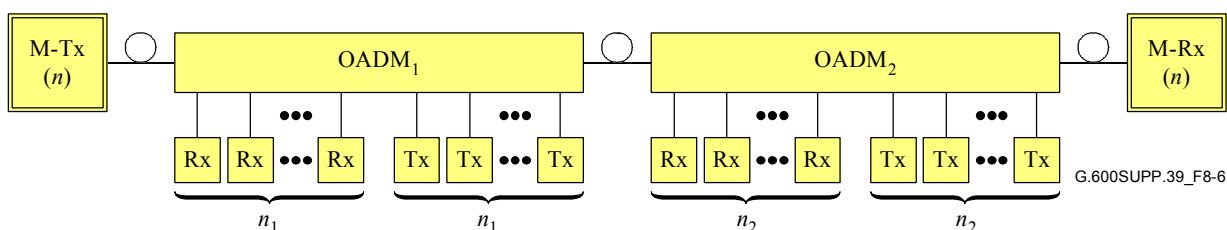


Figure 8-6 – Exemple d'une structure en bus avec deux multiplexeurs OADM et une fibre optique pour chacun des canaux WDM faisant l'objet d'une extraction-insertion

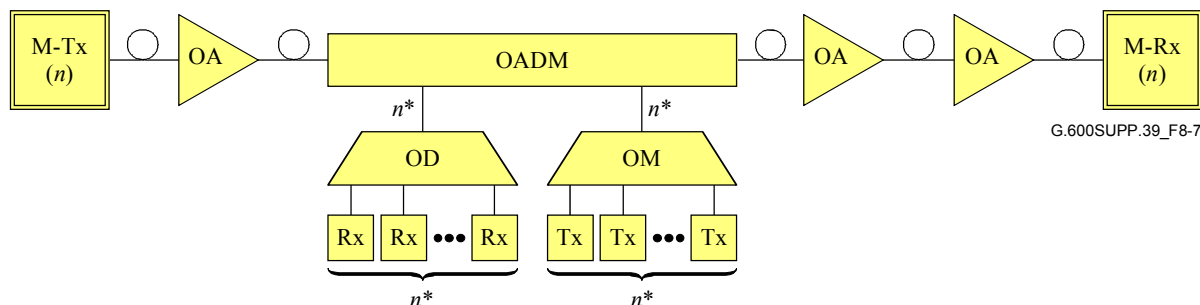


Figure 8-7 – Exemple d'une structure en bus avec des amplificateurs optiques et un multiplexeur OADM

9 Conception des systèmes, applicable au "cas le plus défavorable"

En ce qui concerne la conception des systèmes, applicable au cas le plus défavorable, les systèmes optiques dans les réseaux client (réseaux en hiérarchie numérique plésiochrone (PDH, *plesiochronous digital hierarchy*), réseaux SDH, réseaux OTN) sont spécifiés à l'aide de paramètres optiques et électriques ayant des valeurs maximale et minimale en fin de vie (Recommandations UIT-T G.955, G.957, G.691, G.692 et G.959.1).

9.1 Etablissement du bilan de puissance global

Les bilans de puissance des systèmes optiques monocanal (à multiplex par répartition dans le temps (TDM, *time division multiplex*) comme défini dans les Recommandations UIT-T G.957 et G.691) et multicanal (à multiplex WDM comme défini dans la Rec. UIT-T G.959.1) ont été donnés dans le cas le plus défavorable avec les paramètres optiques suivants:

- puissance moyenne maximale de sortie (du canal);
- puissance moyenne minimale de sortie (du canal);
- puissance moyenne totale maximale de sortie (pour les applications multicanal);
- atténuation maximale;
- atténuation minimale;
- dispersion chromatique maximale;
- dispersion chromatique minimale;
- temps maximal de propagation de groupe différentiel (DGD, *differential group delay*);
- puissance moyenne maximale d'entrée (du canal);
- puissance moyenne totale maximale d'entrée (pour les applications multicanal);
- sensibilité minimale du récepteur (ou sensibilité équivalente minimale);
- dégradation maximale liée au trajet optique.

9.1.1 Sensibilité minimale du récepteur

La sensibilité du récepteur est définie (dans le cas le plus défavorable et en fin de vie) comme étant la valeur minimale acceptable de la puissance moyenne optique reçue au point de l'interface MPI-R permettant de réaliser un taux BER de 1×10^{-12} . Le taux d'extinction de l'émetteur dans le cas le plus défavorable, l'affaiblissement optique d'équilibrage au point de l'interface MPI-S, la dégradation du raccord du récepteur, les tolérances appliquées aux mesures et les effets du vieillissement constituent les conditions les plus défavorables.

Les systèmes optiques qui seraient sinon limités en ce qui concerne la longueur de transmission par l'atténuation de la fibre optique peuvent être exploités moyennant l'emploi d'amplificateurs (suramplificateurs, amplificateurs de ligne et/ou préamplificateurs) (Recommandations UIT-T G.661, G.662, G.663).

9.1.2 Dégradation maximale liée au trajet optique

Les dégradations de la puissance liées au trajet optique (telle que la dispersion chromatique des fibres optiques ou la dispersion des modes de polarisation, la gigue ou les réflexions) sont contenues dans la dégradation maximale liée au trajet optique, mais pas dans la sensibilité minimale du récepteur. Il convient toutefois de noter que la puissance optique moyenne minimale au niveau du récepteur doit dépasser la sensibilité minimale du récepteur d'une valeur égale à celle de la dégradation liée au trajet optique.

Les systèmes optiques qui seraient sinon limités en ce qui concerne la longueur de transmission par la dispersion chromatique des fibres optiques nécessitent certains processus d'adaptation de dispersion (DA, *dispersion accomodation*) (G.691) leur permettant de surmonter la limitation de la longueur des fibres optiques, comme examiné dans le § 9.2.1.

9.2 Dispersion chromatique

9.2.1 Dispersion chromatique – Méthode analytique

La dispersion chromatique dans une fibre optique à mode unique est la somme de la dispersion matérielle et de la dispersion du guide d'onde, et elle contribue à l'étalement des impulsions et à la distorsion dans un signal numérique. Du point de vue de l'émetteur, les facteurs responsables sont au nombre de deux.

Le premier facteur est la présence de différentes longueurs d'onde dans le spectre optique de l'émetteur. Chaque longueur d'onde a le long de la fibre optique un temps de propagation de groupe et un temps de propagation de phase qui lui est propre, de sorte que l'impulsion de sortie subit une distorsion dans le temps (ce facteur est celui qui a été examiné dans la Rec. UIT-T G.957).

L'autre facteur est la modulation du signal émis, qui a elle-même deux effets:

le premier effet est celui du contenu en fréquences de Fourier du signal modulé. Lorsque les débits binaires augmentent, la bande passante de modulation du signal augmente aussi et devient comparable à la bande passante optique de l'émetteur, en la dépassant parfois (une formule pour une émission à bande passante nulle est mentionnée dans la Rec. UIT-T G.663).

Un autre effet est celui des fluctuations qui se produisent lorsque le spectre des longueurs d'onde de l'émetteur varie au cours de l'impulsion. Par convention, la fluctuation au niveau de l'émetteur est positive lorsque le spectre au cours de la montée/descente de l'impulsion se décale vers des longueurs d'onde plus courtes/longues respectivement. Pour un coefficient positif de dispersion des fibres optiques, les longueurs d'onde plus longues sont retardées par rapport aux longueurs d'onde plus courtes. Donc, si le signe du produit de la fluctuation et de la dispersion est positif, les deux processus se combinent et produisent une extension de l'impulsion. Si le produit est négatif, une compression peut se produire sur une longueur initiale de fibre optique, jusqu'à ce que l'impulsion atteigne une largeur minimale, puis une extension à nouveau avec une dispersion croissante.

9.2.1.1 Limitations des débits binaires dues à la dispersion chromatique

Le présent paragraphe donne une généralisation du "modèle epsilon" de la Rec. UIT-T G.957 afin qu'il soit tenu compte des effets de dispersion des largeurs tant du spectre des signaux émis que de la modulation de l'émetteur, mais uniquement dans le cas où la fluctuation et les modes latéraux sont négligeables par rapport à ces effets. Dans de nombreux cas concrets, la fluctuation peut dominer, et les limites théoriques de la dispersion dans le présent paragraphe seront supérieures ou inférieures à celles que l'on observe.

La théorie est donnée à l'Appendice I. Il y est aussi supposé que la théorie des écarts quadratiques moyens en ce qui concerne les formes gaussiennes pour les spectres des signaux émis et de la modulation peut également être appliquée à des formes générales, et que la dispersion du deuxième ordre est petite comparée à celle du premier ordre. Comme dans la Rec. UIT-T G.957, il y est en outre supposé que l'étalement des impulsions admis en tant que fraction de la période binaire est limité à une valeur maximale, nommée valeur "epsilon" (valeur ε), qui est déterminée ci-après à partir de la dégradation admissible de la puissance.

Formules de dispersion

Ces formules découlent du § I.7, où elles sont données sous une forme générale avant la conversion en unités numériques particulières employées ci-après. Le rapport cyclique est f , pour le codage RZ, $f < 1$, pour le codage NRZ, $f = 1$. Pour un débit binaire B en Gbit/s le long d'une fibre optique de longueur L en km avec un coefficient de dispersion D en ps/ km·nm à une longueur d'onde moyenne λ en μm (et non en nm) de l'émetteur, la dispersion chromatique maximale admise de liaison en ps/nm est la suivante:

$$DL = \frac{1,819,650\varepsilon}{\lambda^2 B \left[\left(\frac{1,932 B}{f} \right)^2 + \Gamma_\nu^2 \right]^{0,5}} \quad (9-1)$$

Dans cette formule, Γ_ν en GHz est la largeur à -20 dB du spectre des fréquences optiques de l'émetteur. Cela correspond à une largeur à -20 dB du spectre des longueurs d'onde Γ_λ en nm donnée par la formule suivante:

$$\Gamma_\lambda \approx \frac{\lambda^2}{299,792} \Gamma_\nu \quad (9-2)$$

En comparant le membre de gauche avec l'équation 9-1, on voit que la largeur spectrale efficace à 20 dB des signaux émis modulés est égale à $\left[\left(\frac{1,932 B}{f} \right)^2 + \Gamma_\nu^2 \right]^{0,5}$, une combinaison du spectre de modulation et des spectres des fréquences optiques.

Dans le cas limite d'un spectre large et d'un faible débit binaire, les équations 9-1 et 9-2 donnent les approximations suivantes:

$$DLB\lambda^2\Gamma_\nu \approx 1,819,650\varepsilon \quad \text{ou} \quad DLB\Gamma_\nu \approx 6,069,7\varepsilon \quad (9-3)$$

L'écart entre ces approximations et l'équation 9-1 est inférieur à 1% lorsque $\Gamma_\nu < \frac{14B}{f}$. L'équivalent du membre de droite de l'équation 9-3 a été employé dans la Rec. UIT-T G.957 (pour une dégradation de 1 dB et un taux $BER = 10^{-10}$) pour déduire les prescriptions relatives à l'émetteur, destinées aux distances escomptées mentionnées dans les tableaux.

Dans le cas limite contraire d'un spectre étroit et d'un haut débit binaire, on obtient l'approximation suivante:

$$DLB^2\lambda^2 \approx 941,826\varepsilon f \quad (9-4)$$

L'écart entre cette approximation et l'équation 9-1 est inférieur à 1% lorsque $\Gamma_\nu < \frac{B}{4f}$, définissant donc un émetteur à "largeur de ligne étroite". Pour une dégradation de 1 dB et un codage NRZ, l'équation 9-4 donne l'approximation suivante:

$$DLB^2\lambda^2 \approx 282,548 \quad (9-5)$$

Le résultat mentionné dans la Rec. UIT-T G.663 est proche de celui-ci pour 1550 nm.

NOTE – Le nombre de chiffres significatifs indiqué dans les formules ci-dessus, et employé dans les résultats ci-après, résulte du traitement numérique. Il n'implique pas que les formules et les résultats ont le degré de précision indiqué.

Fraction de la tranche horaire liée à la dégradation de la puissance

Dans la Rec. UIT-T G.957, l'équation reliant l'étalement fractionnaire des impulsions à la dégradation de la puissance P_{ISI} (en dB) pour les impulsions codées NRZ et les lasers en mode monolongitudinal (SLM, *single longitudinal mode*) était la suivante [11]

$$P_{ISI} = 5 \log_{10}(1 + 2\pi\varepsilon^2) \quad \text{ou} \quad \varepsilon = \left(\frac{10^{\frac{P_{ISI}}{5}} - 1}{2\pi} \right)^{0,5} \quad (9-6)$$

Le résultat ne dépend pas du taux BER, égal à 10^{-10} dans la Rec. UIT-T G.957. En réalité, il y a une très légère augmentation de la dégradation en s'approchant de 10^{-12} , de manière que la valeur ε diminue peut-être de quelques pour cent à un niveau de dégradation (dB) donné.

Dans le Tableau 9-1 ci-après sont données les valeurs, arrondies vers le bas d'environ 1½ à 2%, de plusieurs dégradations de la puissance, qui présentent un intérêt.

Tableau 9-1 – Dégradations de la puissance pour plusieurs valeurs epsilon

Dégradation (dB)	Valeur epsilon
0,5	0,203 ≈ 0,2
1	0,305 ≈ 0,3
2	0,491 ≈ 0,48

Pour les lasers en mode multilongitudinal (MLM, *multi-longitudinal mode*), la dégradation de la puissance pour le bruit de répartition des modes (MPN, *mode partition noise*) a été modélisée comme suit [11]:

$$P_{MPN} = -10 \log_{10} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[kQ \left(1 - e^{-\pi^2 \varepsilon^2} \right) \right]^2 \right\} \quad (9-7)$$

où k est le facteur bruit MPN et le facteur Q est le rapport effectif signal sur bruit à un taux BER donné. Un taux BER de 10^{-12} correspond à $Q \approx 7,03$. La dégradation totale de la puissance est la somme de P_{ISI} et P_{MPN} .

En choisissant la valeur de ε associée aux lasers en mode MLM dans la Rec. UIT-T G.957, une dégradation totale de la puissance de 1 dB a été admise, avec $Q = 6,36$, correspondant à un taux BER de 10^{-10} , et une valeur $k = 0,7$ pour le facteur bruit MPN. La valeur maximale $\varepsilon = 0,115$ dans la Rec. UIT-T G.957 est légèrement inférieure à celle qui est conforme à l'équation 9-7, suite à une décision en matière d'ingénierie d'adopter une valeur plus prudente.

Pour un taux BER de 10^{-12} , il convient d'employer une valeur epsilon de 0,109, qui est déduite de l'équation 9-7, avec $Q = 7,03$ et $k = 0,76$.

Dans les exemples, il n'est examiné que des lasers en mode SLM pour lesquels le bruit MPN est nul.

Exemples

Les débits binaires des modules de transport synchrone (STM, *synchronous transport module*) employés concernent les codages NRZ 10G: 9,95328 Gbit/s, et NRZ 40G: 39,81312 Gbit/s comme dans la Rec. UIT-T G.707/Y.1322. En reprenant les valeurs données dans le Tableau 9-1, nous emploierons $\varepsilon = 0,3$ ou 0,48 pour une dégradation de la puissance de 1 ou 2 dB, respectivement.

Exemple 1: soit la dispersion chromatique maximale admise à plusieurs débits binaires codés NRZ non fluctuants avec des émissions à bande passante non nulle (et des fluctuations ou des modes latéraux négligeables) pour une dégradation de 1 dB. Alors pour 1550 nm, l'équation 9-1 permet d'obtenir la Figure 9-1. (En vertu de l'équation 9-2 à cette longueur d'onde, un étalement des fréquences de 100 GHz correspond à un étalement des longueurs d'onde d'environ 0,8 nm.) Ces valeurs sont celles qui sont requises, indépendamment du type de fibre optique.

Il convient de noter que lorsque la bande passante d'émission augmente, la dispersion chromatique maximale admise diminue. Ce fait est moins prononcé à des débits binaires plus hauts, lorsque le spectre de modulation contribue à une fraction plus importante de la bande spectrale totale.

La longueur à dispersion limitée est obtenue en divisant la dispersion chromatique par le coefficient de dispersion chromatique des fibres optiques. Pour l'exemple d'une fibre optique G.652 avec $D(1550) = 17$ ps/nm·km, un graphique, semblable à celui de la Figure 9-1, voit l'échelle de son axe vertical divisée par 17 pour afficher la longueur en km.

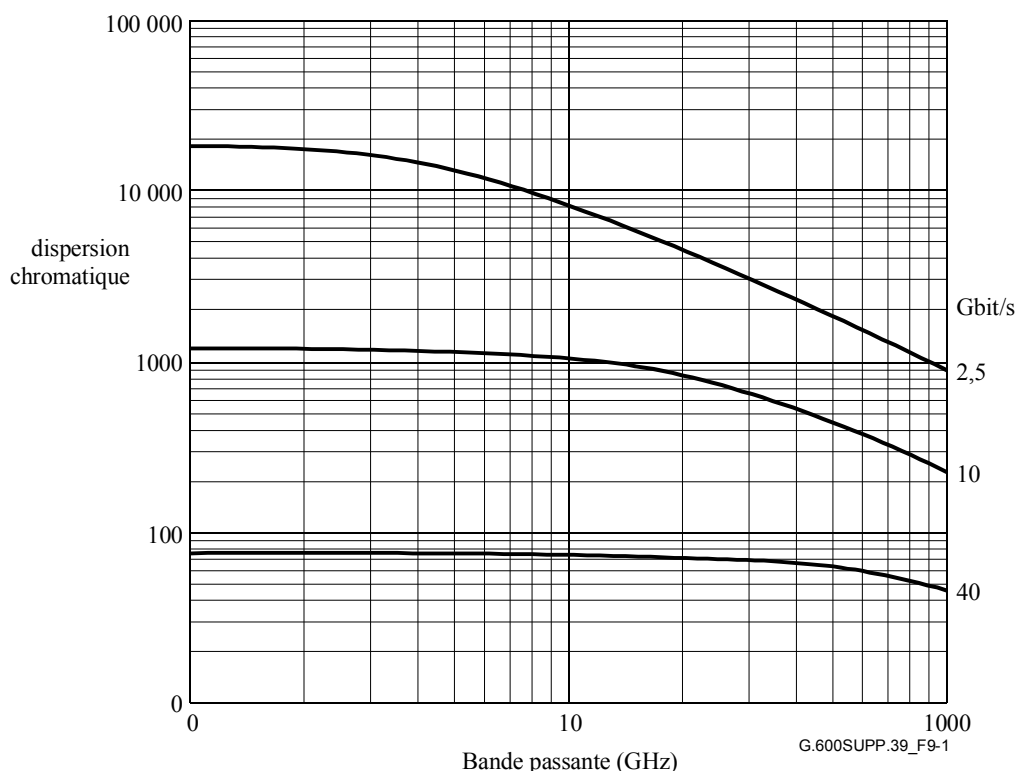


Figure 9-1 – Dispersion chromatique maximale admise en fonction de la bande passante d'émission à 1550 nm pour plusieurs débits binaires codés NRZ avec une dégradation de la puissance de 1 dB

Exemple 2: soit le cas limite de l'exemple 1, qui consiste en un émetteur à haut débit et à spectre de ligne étroit (les valeurs en ordonnée dans les graphiques ci-dessus). La dispersion chromatique admise peut s'écrire, à l'aide des équations 9-4, comme suit:

$$DL \approx \frac{117,606 \text{ ou } 188,169}{B^2} \quad (9-8)$$

pour une dégradation de 1 ou 2 dB, respectivement. Dans le Tableau 9-2 sont indiquées les valeurs correspondantes. (Les chiffres à 1 dB correspondent à l'intersection verticale dans la Figure 9-1.)

Tableau 9.2 – Dispersion chromatique théorique maximale admise d'une émission à spectre de ligne étroit sans fluctuation à 1550 nm à plusieurs débits binaires codés NRZ et avec dégradations de la puissance

Débit binaire codé NRZ non fluctuant (Gbit/s)	Dispersion chromatique maximale (ps/nm)	
	Dégradation de 1 dB	Dégradation de 2 dB
2,5	18,820	30,110
10	1,175	1,880
40	73,5	118

Exemple 3: soit l'émission à spectre de ligne étroit, situé à la limite supérieure de la bande C à 1565 nm, et avec une dégradation de 1 dB. L'équation 9-5 permet d'exprimer la longueur à dispersion limitée comme suit:

$$L = \frac{115,362}{B^2 D} \quad (9-9)$$

Dans le Tableau 9-3 sont donnés quelques exemples.

Tableau 9-3 – Limitations théoriques des longueurs d'une émission à spectre de ligne étroit sans fluctuation à 1565 nm avec 3 types de fibres optiques et 2 débits binaires codés NRZ sans fluctuation avec une dégradation de 1 dB

Type de fibre optique		G.652	G.653	G.655
Coefficient de dispersion à 1565 nm en ps/(nm·km)		19	3,5	10
Longueur à dispersion limitée en km	NRZ 10G	61	333	116
	NRZ 40G	3,8	20,8	7,3

Il convient de se rappeler que dans les codes d'application des systèmes, plusieurs distances sont considérées: les distances intracentraux I (≤ 25 km), les courtes distances S (≤ 40 km), les grandes distances (≤ 80 km) et les très grandes distances V (≤ 120 km). Pour les exemples à 1565 nm dans le Tableau 9-3:

- les systèmes NRZ 10G à fibres optiques G.653 pour les applications I, S, L et V ou à fibres optiques G.655 pour les applications I, S et L ne nécessitent généralement pas d'adaptation à la dispersion chromatique;
- les systèmes NRZ 10G à fibres optiques G.652 pour les applications L et V nécessitent une adaptation à la dispersion chromatique;
- les systèmes NRZ 40G nécessitent une adaptation à la dispersion pour tous les types de fibres optiques et pour les applications I, S, L et V. Pour les fibres optiques G.652 la limitation de la longueur pour les systèmes NRZ 40G débute à quelques km.

Les techniques d'adaptation active et/ou passive comme décrites dans la Rec. UIT-T G.691, et dans les § 9.2.1.2 et 9.2.1.3 ci-après peuvent être appliquées pour surmonter les limitations concernant la longueur des fibres optiques, dues à la dispersion chromatique.

Exemple 4: soit l'équation 9-4, à titre de dernier exemple, appliquée à plusieurs formats à 40 Gbit/s.

Tableau 9-4 – Dispersion chromatique théorique maximale admise d'une émission à spectre de ligne étroit sans fluctuation à 1550 nm de plusieurs formats à 40 Gbit/s non fluctuants et avec une dégradation de la puissance de 2 dB

Format (sans fluctuation)	Dispersion chromatique maximale (ps/nm)
NRZ	118
RZ($\frac{2}{3}$)	78
RZ($\frac{1}{2}$)	59
RZ($\frac{1}{3}$)	39
NOTE – Les valeurs données ci-dessus pour les formats RZ($\frac{2}{3}$) s'appliquent à la modulation avec codage RZ conventionnel, sans affaiblissement de porteuse.	

9.2.1.2 Dégradation de la puissance due à la dispersion chromatique

La Rec. UIT-T G.959.1 mentionne qu'une dégradation maximale, liée au trajet, de 1 dB pour les systèmes à faible dispersion, et de 2 dB pour les systèmes à forte dispersion est admise. Les dégradations liées au trajet ne sont pas proportionnelles aux distances escomptées pour éviter les systèmes d'exploitation avec de lourdes dégradations.

A l'avenir, les systèmes employant les techniques d'adaptation à la dispersion, fondées sur la prédistorsion (par exemple, la prémodulation) du signal optique au niveau de l'émetteur, pourront être introduits. Dans ce cas, la dégradation liée au trajet, conformément à ce qui précède, ne peut être définie qu'entre des points où les signaux ne sont pas distordus. Ces points ne coïncident toutefois pas avec les principales interfaces sur le trajet, et peuvent en conséquence même être inaccessibles. La définition de la dégradation liée au trajet, qui est destinée à cet usage précis, doit faire l'objet d'un complément d'étude.

9.2.1.3 Adaptation à la dispersion chromatique

Les techniques suivantes d'adaptation active à la dispersion sont mentionnées dans la Rec. UIT-T G.691:

- application d'une prémodulation dans l'émetteur optique afin d'obtenir une compression des impulsions et d'accroître la distance de transmission;
- modulation autophase (SPM, *self-phase modulation*), qui emploie l'effet Kerr non linéaire dans la fibre optique G.652 afin d'obtenir une compression des impulsions et une distance de transmission plus grande, mais qui nécessite une puissance optique des signaux dépassant le seuil de non-linéarité;
- transmission à dispersion (DST, *dispersion-supported transmission*), qui emploie une modulation par déplacement de fréquence (FSK, *frequency shift key*) / modulation par déplacement d'amplitude (ASK, *amplitude shift key*) optique (ou une modulation FSK optique pure) et la fibre optique de transmission dispersive afin de convertir les parties des signaux modulés FSK au niveau de l'émetteur en signaux modulés ASK au niveau du récepteur. La modulation FSK optique interagit avec la dispersion chromatique de la fibre optique lors de l'exécution d'une fonction de transfert du type passe-haut. L'emploi d'un filtre passe-bas (filtre de transmission DST) dans le domaine électrique du récepteur peut conduire à l'adaptation du signal de réponse.

Parce que toutes les techniques d'adaptation active à la dispersion sont des techniques qui sont ajoutées au niveau de l'émetteur chargé de la conversion électro-optique (E/O, *electrical optical conversion*) et du récepteur chargé de la conversion optico-électrique (O/E, *optical to electrical conversion*) (également pour l'adaptation dans le domaine électrique), cette méthode a été introduite

dans la Rec. UIT-T G.798 en tant que processus d'adaptation à la dispersion des canaux (DAc, *channel dispersion accommodation process*).

La technique d'adaptation passive à la dispersion chromatique, définie dans la Rec. UIT-T G.691, peut être employée dans les systèmes de transmission de données à haut débit et à grande distance ou à travées multiples. Un compensateur passif de la dispersion (PDC, Rec. UIT-T G.671) peut consister en des fibres optiques de compensation de la dispersion (DCF, *dispersion-compensating fibre*) ou en des réseaux de fibres. Il peut se placer dans un émetteur optique avec un suramplificateur ou/et dans un récepteur optique avec un préamplificateur ainsi que dans un amplificateur de ligne optique. Pour compenser la perte supplémentaire de modules de compensation PDC, les amplificateurs de ligne peuvent être conçus de manière à disposer d'une configuration en deux étapes et être placés entre les amplificateurs de ligne pour satisfaire aux prescriptions relatives au rapport OSNR au niveau de récepteur. Ce processus d'adaptation à la dispersion au moyen d'un amplificateur (DAa, *amplifier-aided dispersion accommodation process*) a été introduit dans la Rec. UIT-T G.798.

Dans un système à longueurs d'onde multiples, la compensation PDC peut exactement compenser la dispersion chromatique d'une longueur d'onde, sans toutefois être en mesure de compenser exactement celle des autres longueurs d'onde. La différence en dispersion résiduelle entre les canaux peut être minimisée par l'application simultanée de la compensation de la dispersion et de la compensation de la pente de la dispersion. Puisque la dispersion chromatique dans une fibre optique peut varier avec le temps et avec la température, un système très rapide peut nécessiter d'être partiellement compensé par la compensation PDC, et partiellement par une compensation adaptative ajustée dynamiquement.

9.2.2 Dispersion chromatique – Méthode de calcul

9.2.2.1 Introduction

Dans les paragraphes suivants, les tolérances des systèmes à dispersion chromatique résiduelle sont évaluées et des propositions sont faites, destinées aux systèmes monocanal (SC, *single channel*) et multicanal (MC, *multichannel*) qui emploient le format de transmission avec retour à zéro (RZ).

Pour les transmissions monocanal à 40 Gbit/s, une valeur maximale est proposée pour la dispersion chromatique, qui dépend de la puissance moyenne d'entrée. Pour les transmissions multicanal (dans la gamme des longueurs d'onde des applications G.959.1), les effets de la pente de la dispersion des fibres optiques et sa compensation ont été examinés.

9.2.2.2 Hypothèses concernant les systèmes et description des outils de calcul

Les résultats rapportés ci-après sont fondés sur les hypothèses suivantes:

- les systèmes sont des systèmes terrestres à $N \times 40$ Gbit/s s'étendant sur des distances terrestres habituelles (500-1000 km), avec des espacements entre les amplificateurs assez grands (par exemple, 100 km);
- le format de transmission est un format RZ avec des impulsions gaussiennes ($T_{FWHM} = 5$ ps). Puisque notre but est d'analyser les effets de la dispersion, nous supposons que l'émetteur est un émetteur "idéal";
- la compensation de la dispersion est périodique, et la période est la même que l'espacement des amplificateurs. Plusieurs méthodes de compensation de la dispersion ont été proposées dans la littérature (postcompensation, précompensation, postcompensation avec prémodulation) [9]. La postcompensation sera traitée ici;
- le récepteur est idéal et comporte les éléments suivants: un filtre optique de largeur de bande 160 GHz, une photodiode idéale et un filtre électrique (Bessel-Thomson du 4^e ordre avec une largeur de bande de 32 GHz);

- la séquence propagée est une séquence binaire pseudo-aléatoire de 32 bits. Dans le cas des systèmes multicanal, les séquences binaires dans les différents canaux ne sont pas corrélées.

Un montage simplifié du système est représenté dans la Figure 9-2.

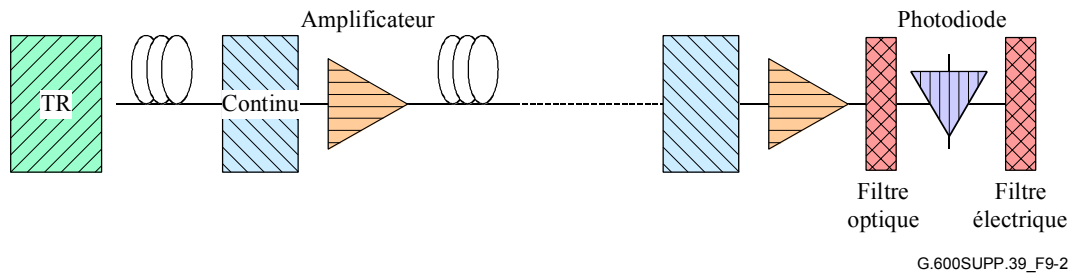


Figure 9-2 – Montage du système avec postcompensation périodique

En ce qui concerne les simulations, on a appliqué la méthode de Fourier avec schéma aux différences finies (*split step*) (aussi nommée méthode de propagation des faisceaux (BPM, *beam propagation method*)). Pour une description détaillée de la méthode BPM, voir les références [10] et [11]; une très succincte description en est donnée ici. La méthode BPM permet de résoudre numériquement l'équation non linéaire de Schroedinger, qui décrit la propagation d'une impulsion optique dans une fibre optique, en tenant compte de la dispersion chromatique, des effets non linéaires (automodulation de phase, modulation à croisement de phases et mélange à quatre ondes), de l'effet de la pente de la distorsion, des pertes de fibres optiques et de l'amplification localisée.

La méthode BPM sert de base à presque tous les outils de simulation commerciaux. Le code adopté a été éprouvé par plusieurs chercheurs et ses résultats ont été comparés, avant leur emploi, à ceux des autres outils commerciaux.

La qualité de fonctionnement du système a été évaluée tant en termes de dégradation pour le diagramme en œil qu'en termes de taux BER (ou de facteur Q).

9.2.2.3 Tolérances à l'égard de la dispersion chromatique résiduelle dans les systèmes monocanal à 1 × 40 Gbit/s

Il est assez difficile de donner des directives générales en ce qui concerne la dispersion chromatique résiduelle tolérable dans un système à 1 × 40 Gbit/s parce qu'il convient d'examiner plusieurs aspects.

Le premier aspect concerne le format de modulation de la transmission: dans le cas présent, le format de transmission RZ ($T_{FWHM} = 5$ ps) a été examiné. Un deuxième point porte sur la puissance optique d'entrée. En fait, des puissances d'entrée faibles permettent le fonctionnement en régime linéaire, mais elles ne peuvent pas garantir un rapport OSNR suffisant, tandis que des puissances d'entrée plus élevées, malgré un bon rapport OSNR, produisent en permanence des effets non linéaires (voir aussi les § 9.5 et 9.7).

Des simulations ont été faites sur 500 km, en espaçant les amplificateurs de 100 km, en variant la puissance optique d'entrée entre 0 et 10 dBm, et la dispersion résiduelle entre -30 et +30 ps/nm. La Figure 9-3 rend compte de la dégradation pour le diagramme en œil, exprimée en dB, en fonction de la dispersion résiduelle pour deux puissances optiques d'entrée: 5 dBm (ligne pleine) et 10 dBm (ligne pointillée).

On peut observer qu'en fixant une dégradation ne dépassant pas 1dB pour la fermeture de l'œil, par rapport au cas de compensation exacte, la dispersion résiduelle maximale résultante est d'environ 17 ps/nm. Cette dispersion résiduelle correspond à une tolérance d'environ 1 km seulement sur une longueur totale de liaison dans le cas des fibres optiques G.652 et de 4 km dans le cas des fibres optiques G.655.

En conclusion, les systèmes à 40 Gbit/s se caractérisent par une très faible tolérance à l'égard de la dispersion chromatique, en particulier en ce qui concerne les fibres optiques G.652. Des résultats expérimentaux [12] ont permis de mettre en évidence qu'il était primordial de réaliser la compensation exacte de la dispersion pour chacun des amplificateurs.

Les considérations ci-dessus ne dépendent pas du genre de dispositif de compensation de la dispersion qui est adopté, bien qu'à l'évidence, la disponibilité des dispositifs réglables devrait permettre de résoudre ce problème. Lorsqu'on traite des fibres optiques à compensation de dispersion (DCF), il convient de modifier le système de manière à inclure des amplificateurs en deux étapes. Les résultats de la Figure 9-3 ne sont valables que pour l'émission dans les fibres optiques DCF de puissances optiques inférieures à 3 dBm de manière à réduire leurs forts effets non linéaires.

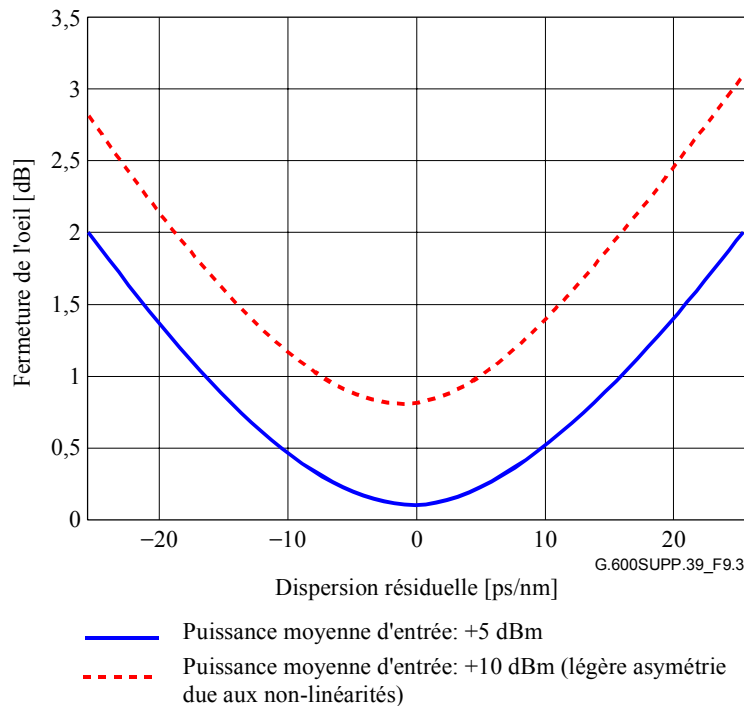


Figure 9-3 – Dégradation pour le diagramme en œil en fonction de la dispersion résiduelle, obtenue en faisant varier la longueur de la dernière travée

9.2.2.4 Tolérances à l'égard de la dispersion chromatique résiduelle dans les systèmes multicanal à $N \times 40$ Gbit/s

Dans le cas de systèmes à multiplexage par répartition en longueurs d'onde (WDM), il est nécessaire de tenir compte aussi de la pente de la dispersion de la fibre optique. En raison de cette pente, chacun des canaux WDM est caractérisé par une valeur différente du coefficient de dispersion. Une valeur approchée de ce coefficient autour de 1550 nm est donnée par la formule suivante:

$$D(\lambda) = D(1550) + S_0(\lambda - 1550) \quad (9-10)$$

où D est le coefficient de dispersion, S le coefficient de la pente de dispersion, et λ la longueur d'onde du canal.

A l'heure actuelle, il est assez difficile de trouver des dispositifs de compensation de la dispersion qui soient en mesure de compenser exactement la pente de la dispersion. En conséquence, lorsqu'il s'agit de systèmes à multiplexage WDM, le dispositif de compensation de la dispersion est choisi de manière à obtenir la compensation exacte pour le canal central tandis qu'une dispersion résiduelle

subsiste pour les canaux latéraux. A ce stade, la dispersion résiduelle maximale tolérable peut être évaluée pour chacun des canaux, en se référant à nouveau à la Figure 9-3. La valeur obtenue indique les limites des trois grandeurs suivantes: nombres de canaux (N), espacement des canaux et longueur du système.

Lorsque certains canaux sont caractérisés par une dispersion résiduelle plus grande, il est toujours possible d'obtenir une qualité de fonctionnement acceptable en plaçant un dispositif de compensation supplémentaire après le démultiplexeur, le réglage étant optimisé pour chacun des canaux.

9.2.2.5 Exemple d'un système multicanal à 4×40 Gbit/s employant des fibres optiques G.652 à compensation de la dispersion

Le présent paragraphe donne un exemple concret de l'analyse qui a précédé.

Soit un système de transmission à multiplexage WDM et à 4×40 Gbit/s employant des fibres optiques G.652 à compensation de la dispersion (DCF), dont les paramètres sont les suivants:

- quatre canaux WDM espacés de 200 GHz, aux longueurs d'onde:
 - canal 1: $\lambda_1 = 1554,13$ nm;
 - canal 2: $\lambda_2 = 1555,75$ nm;
 - canal 3: $\lambda_3 = 1557,36$ nm;
 - canal 4: $\lambda_4 = 1558,98$ nm;
- démultiplexeur à largeur de bande $B = 160$ GHz;
- fibres optiques G.652 avec $D = 17$ ps/nm·km et $S_0 = 0,0677$ ps/nm²·km;
- compensation de la dispersion au moyen d'une fibre optique DCF avec $D = -80$ ps/nm·km et $S_0 = -0,2$ ps/nm²·km;
- les autres paramètres sont les mêmes que ceux qui ont été choisis dans le précédent § 9.2.2.2.

Comme les pentes de la dispersion des fibres optiques diffèrent de celles des fibres optiques DCF, les dispersions des différents canaux diffèrent les unes des autres, et elles ne sont donc pas également compensées.

La fibre optique DCF est choisie de manière à réaliser la compensation exacte du troisième canal ($\lambda_3 = 1557,36$ nm). Après le filtrage électrique, nous évaluons la qualité de fonctionnement du système au moyen de la fermeture de l'œil exprimée en dB.

Dans la Figure 9-4 est représentée pour chacun des canaux la différence entre sa dispersion cumulative et celle du troisième canal. De cette manière, nous évaluons les dispersions aux emplacements des amplificateurs.

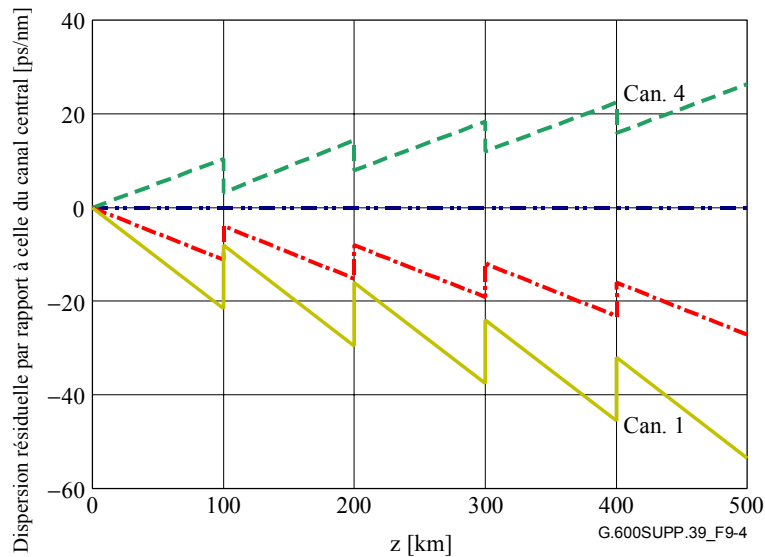


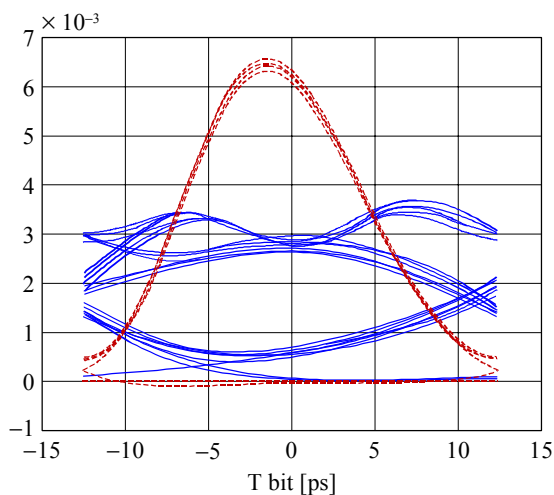
Figure 9-4 – Différence entre la dispersion cumulative de chacun des canaux et celle du troisième canal (qui est exactement compensée)

Dans le Tableau 9-5 sont indiquées les valeurs obtenues pour la dispersion chromatique après 500 km.

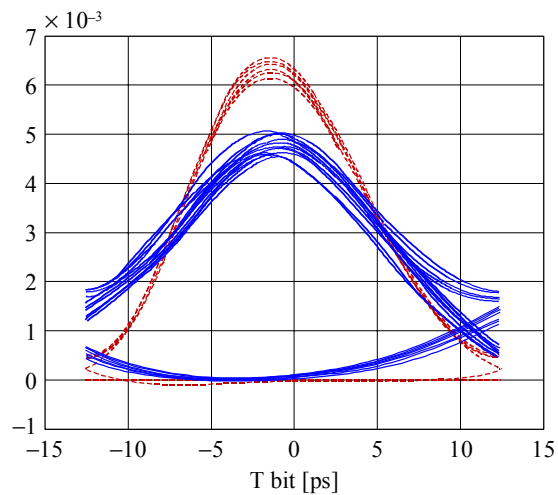
Tableau 9-5 – Valeurs obtenues pour la dispersion chromatique (CD) [ps/nm]

$CD(\lambda_1)$	$CD(\lambda_2)$	$CD(\lambda_3)$	$CD(\lambda_4)$
-40,9	-20,9	-1	-19,1

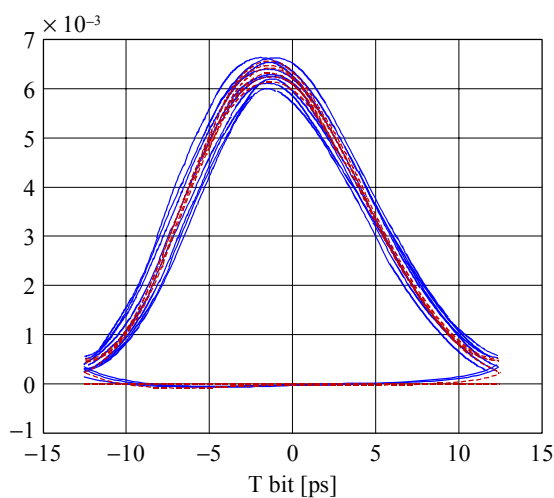
Conformément à la courbe de la Figure 9-5, il est possible d'affirmer déjà que la dispersion résiduelle dans le premier canal est trop grande. En outre, ce chiffre permet de confirmer qu'il n'est pas possible d'obtenir une qualité de fonctionnement acceptable dans ce cas. En fait, tandis que la fibre optique DCF compense exactement la dispersion chromatique à une longueur d'onde donnée, sa dispersion n'est pas optimisée pour compenser aussi la pente de la dispersion. Les valeurs des dégradations pour la fermeture de l'œil correspondent à une puissance moyenne d'entrée de +5 dBm. Des simulations ont aussi été effectuées pour des puissances supérieures révélant des dégradations encore plus fortes en raison de l'effet non linéaire.



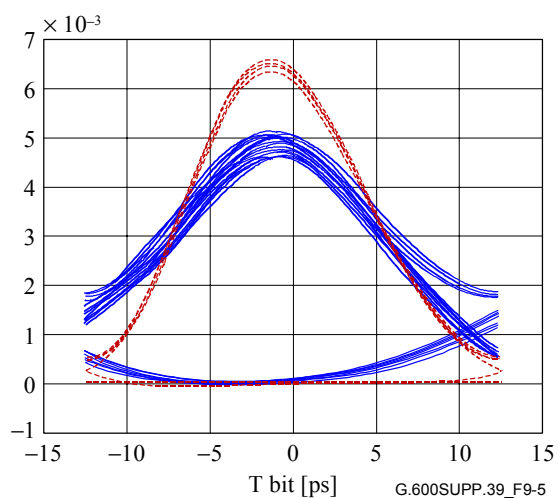
a) Canal 1



b) Canal 2



c) Canal 3



d) Canal 4

G.600SUPP.39_F9-5

Figures 9-5 – Diagrammes en œil pour plusieurs canaux à l'extrémité d'un système non linéaire de 500 km

9.2.2.6 Conclusions

Il a été montré que la pente de la dispersion des fibres optiques limite sérieusement la longueur maximale des systèmes à modulation WDM. Puisqu'il s'agit d'un effet déterministe, il est possible de compenser pour chacun des canaux la dispersion résiduelle dans les canaux latéraux au moyen de dispositifs optimisés de compensation de la dispersion, placés après le démultiplexeur optique. D'autre part, il peut être souligné que les systèmes à hauts débits binaires présentent une faible tolérance à l'égard de la dispersion chromatique, et qu'il convient de choisir très précisément les longueurs des fibres optiques.

9.3 Dispersion des modes de polarisation

Pour la transmission à codage NRZ jusqu'à 40 Gbit/s, le temps DGD maximal est fixé à 30% de la période binaire, ce qui correspond à une dégradation liée au trajet de 1 dB au maximum. La dispersion PMD au deuxième ordre et son interaction avec la dispersion chromatique, de même que la tolérance au codage RZ, fait l'objet d'un complément d'étude.

9.3.1 Compensation des modes de polarisation

Les spécifications existantes des éléments de liaison incorporent des aspects statistiques destinés à la prise en charge des prescriptions relatives aux systèmes. De plus amples précisions sont données dans le § 10.4.

Les techniques de compensation de la dispersion PMD peuvent être employées pour des liaisons où la dispersion est excessive. Pour établir dans quelle mesure il est nécessaire de compenser la dispersion PMD, il peut être nécessaire d'examiner les installations extérieures avec soin.

9.3.2 Dégradation de la puissance, liée à la dispersion des modes de polarisation

La dégradation de la puissance induite par le temps DGD au point R du récepteur est une fonction de la puissance relative des deux modes de polarisation orthogonaux. Elle varie en fonction de l'alignement relatif des principaux états de polarisation du câble à fibres optiques et de la polarisation de la source. Le temps DGD maximal de la liaison est fixé de manière à ne pas dépasser une dégradation donnée au premier ordre, en matière de puissance, pour le taux de répartition de la puissance le plus défavorable (puissance égale dans les deux modes). Cette dégradation est aussi affectée par le format de la transmission, NRZ ou RZ.

Pour les applications à codage NRZ à 10 Gbit/s décrites dans les Recommandations UIT-T G.691 et G.959.1, une tolérance de 1 dB à l'égard de la dégradation au premier ordre correspond à une limite de 30 ps sur le temps DGD au point R. (Cela correspond à la même valeur epsilon que pour la dispersion chromatique, et 20 ps est prévue être la valeur à 0,5 dB.) Comme pour la dispersion chromatique, le cas du codage RZ doit encore faire l'objet d'un complément d'étude.

9.4 Taux d'erreur sur les bits et facteur Q

Les applications décrites dans les Recommandations UIT-T G.691, G.692 et G.959.1 ont pour objectif, en ce qui concerne la conception optique des sections, de ne pas dépasser un taux d'erreur sur les bits (BER) de 10^{-12} en fin de vie. La prescription pour les applications en hiérarchie SDH découle de la Rec. UIT-T G.826 (plus récemment de la Rec. UIT-T G.828), tandis que les prescriptions correspondantes pour les applications dans le réseau OTN sont en cours d'élaboration dans le document G.8201.

La prescription pour les applications décrites dans la Rec. UIT-T G.957 en ce qui concerne le taux BER n'est toutefois que de 10^{-10} , en raison de prescriptions moins restrictives en vigueur au moment de l'élaboration de ces applications.

Afin que le taux BER des applications passe de 10^{-10} à 10^{-12} , on a adopté une convention selon laquelle l'atténuation maximale des codes d'application de 12 dB au taux BER de 10^{-10} est réduite à 11 dB au taux BER de 10^{-12} , tandis que l'atténuation maximale des codes d'application de 24 dB au taux BER de 10^{-10} est réduite à 22 dB au taux BER de 10^{-12} .

En général, plus la valeur du taux BER de référence est faible, plus il est difficile de vérifier concrètement la qualité de fonctionnement du récepteur, en raison de l'importance du temps de mesure requis. Ceci est particulièrement vrai pour les sensibilités du récepteur des modules STM-1 et STM-4 au taux BER de 10^{-12} . Deux approches ont été proposées en vue de résoudre ce problème. La première approche consiste à employer une longueur particulière pour le fonctionnement sans erreur qui permette de définir la probabilité pour que le taux d'erreur soit inférieur au niveau requis. Le nombre requis de bits sans erreur (n) est donné par la formule suivante:

$$n = \frac{\log(1-C)}{\log(1-P_E)} \quad (9-11)$$

où C est le niveau de confiance requis (par exemple, 0,95 pour un niveau de confiance de 95%) et P_E est le taux BER requis (par exemple, 10^{-12}). Donc, si un niveau de confiance de 95% est requis

pour un taux BER inférieur à 10^{-12} , un nombre de 3×10^{12} bits sans erreur sont nécessaires (20 minutes au débit des modules de transport STM-16).

Puisque aux faibles débits des temps de mesure longs sont nécessaires, une autre méthode consiste à mesurer le facteur Q . Ce facteur Q est le rapport signal sur bruit, exprimé en volt ou en ampère, au niveau du circuit de décision. Il s'écrit généralement comme suit:

$$Q = \frac{(\mu_1 - \mu_0)}{(\sigma_1 + \sigma_0)} \quad (9-12)$$

où $\mu_{1,0}$ est la valeur moyenne des tensions ou de courants au niveau des marques/espaces et $\sigma_{1,0}$ est l'écart quadratique moyen. Un taux BER de 10^{-12} correspond à $Q \approx 7,03$.

Puisque les techniques de mesure concrète du facteur Q permettent d'effectuer des mesures dans les régions supérieure et inférieure de "l'œil" reçu, afin d'en déduire la qualité du signal au niveau de décision optimal, le facteur Q peut être considéré comme un indicateur qualitatif seulement du taux réel BER .

La relation mathématique avec le taux BER (en cas de fonctionnement sans correction d'erreur directe aval (FEC, *forward error correction*)), lorsque le seuil est fixé à sa valeur optimale, est la suivante:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \quad (9-13)$$

où:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{\beta^2}{2}} d\beta \quad (9-14)$$

Une approximation couramment employée de cette fonction est donnée par la formule suivante:

$$BER \approx \frac{1}{Q\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{Q^2}{2}} \quad (9-15)$$

pour $Q > 3$.

Une autre expression qui donne des réponses précises pour toutes les valeurs du facteur Q [13] est la suivante:

$$BER \approx \frac{e^{-\frac{Q^2}{2}}}{\sqrt{2\pi} \left(\left(1 - \frac{1}{\pi}\right)Q + \frac{\sqrt{Q^2 + 2\pi}}{\pi} \right)} \quad (9-16)$$

Un diagramme comparant les deux approximations pour les valeurs du facteur Q inférieures à 5 est donné dans la Figure 9-6.

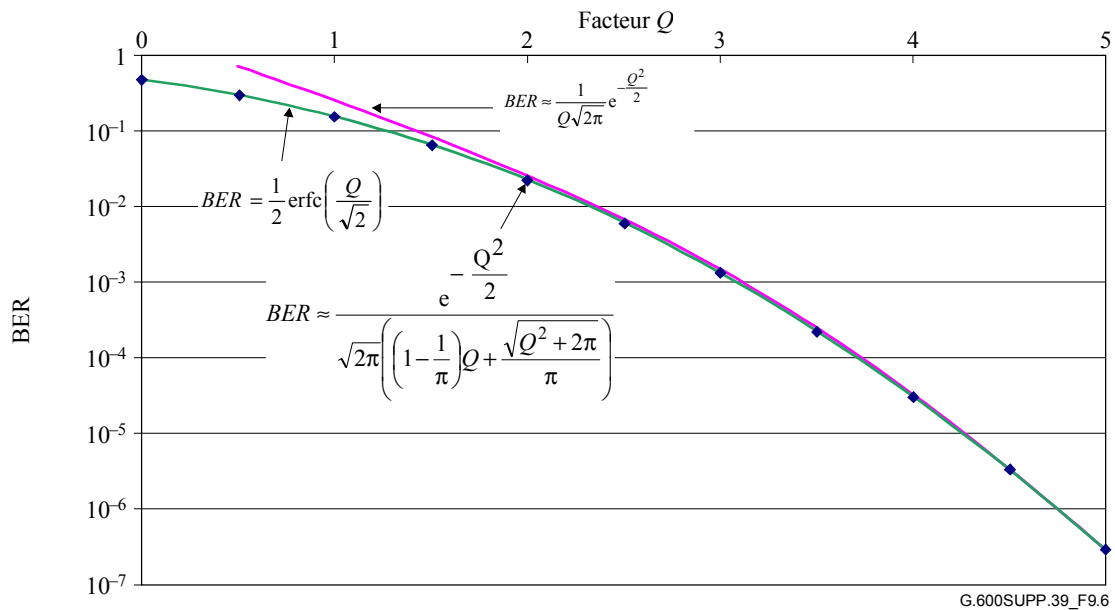


Figure 9-6 – Approximations reliant le taux BER et le facteur Q

9.5 Concaténation du bruit

Dans un système comportant une chaîne d'amplificateurs optiques en cascade, le bruit dû à l'émission spontanée amplifiée (ASE, *amplified spontaneous emission*), auquel chacun des amplificateurs optiques contribue, s'accumule. Le rapport OSNR est utile pour surveiller et caractériser la qualité de fonctionnement de l'amplificateur optique. L'équation permettant d'évaluer le rapport OSNR dans le cas le plus défavorable et les explications qui l'accompagnent sont les suivantes:

Dans la Figure 9-7 est représenté un système de référence multicanal à N travées avec un suramplificateur, $N-1$ amplificateurs de ligne et un préamplificateur. Pour ce système de référence on fait les principales hypothèses suivantes:

- tous les amplificateurs optiques dans la chaîne, y compris le suramplificateur et le préamplificateur, ont une même valeur de bruit;
- les pertes (par canal) de toutes les travées sont égales;
- les puissances de sortie (par canal) du suramplificateur et des amplificateurs de ligne sont les mêmes.

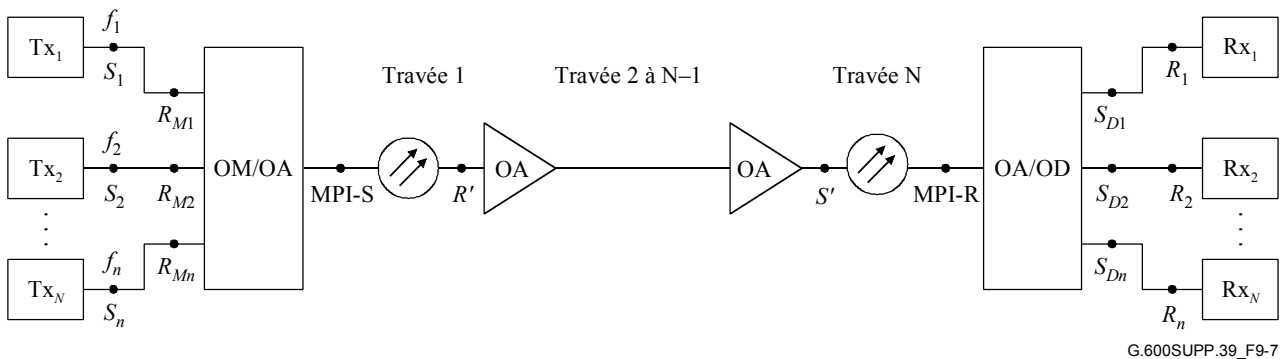


Figure 9-7 – Représentation des interfaces du système de lignes optiques (système multicanal à N travées)

Dans ce cas, une expression approchée du rapport OSNR à l'entrée des récepteurs (point R_i dans la Figure 9-7, $i = 1, \dots, n$) est la suivante:

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10 \log \left(N + \frac{10^{10} \frac{G_{BA}}{L}}{10^{10}} \right) - 10 \log(h\nu\nu_r) \quad (9-17)$$

où P_{out} est la puissance de sortie (par canal) du suramplificateur et des amplificateurs de ligne en dBm, L est la perte d'une travée en dB (dont on suppose qu'elle est égale au gain des amplificateurs de ligne), G_{BA} est le gain du suramplificateur optique en dB, NF est la valeur du bruit dû à l'émission spontanée de l'amplificateur optique en dB, h est la constante de Planck (en mJ·s pour correspondre à P_{out} en dBm), ν est la fréquence optique en Hz, ν_r est la largeur de bande de référence en Hz (correspondant à B_r dans l'Appendice V/G.959.1), et $N-1$ est le nombre total d'amplificateurs de ligne.

L'équation 9-17 indique que le bruit d'émission ASE s'accumule en provenance de l'ensemble des $N + 1$ amplificateurs. Elle peut être simplifiée dans les cas suivants:

- 1) si le gain du suramplificateur est approximativement le même que celui des amplificateurs de ligne, c'est-à-dire $G_{BA} \approx L$, l'équation 9-17 peut être simplifiée et s'écrire comme suit:

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10 \log(N + 1) - 10 \log(h\nu\nu_r) \quad (9-18)$$

- 2) le bruit d'émission ASE provenant du suramplificateur peut ne pas être pris en compte, mais seulement si la perte d'une travée L (respectivement, le gain de l'amplificateur de ligne) est beaucoup plus grande que le gain du suramplificateur G_{BA} . Dans ce cas, l'équation 9-18 peut s'écrire plus simplement comme suit:

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10 \log(N) - 10 \log(h\nu\nu_r) \quad (9-19)$$

NOTE – L'équation I-3/G.692 ne décrit qu'un cas particulier.

- 3) l'équation 9-18 est aussi valable dans le cas d'une travée unique avec un seul suramplificateur, par exemple, une interface IrDI multicanal à courte distance dans la Figure 5-5/G.959.1, auquel cas elle peut être modifiée et s'écrire comme suit:

$$OSNR = P_{out} - G_{BA} - NF - 10 \log(h\nu\nu_r) \quad (9-20)$$

- 4) dans le cas d'une travée unique avec un seul préamplificateur, l'équation 9-18 peut être modifiée et s'écrire comme suit:

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10 \log(h\nu\nu_r) \quad (9-21)$$

9.5.1 Mesure du rapport signal sur bruit optiques

Le rapport OSNR qui s'exprime habituellement dans une largeur de bande de résolution de 0,1 nm est donné par la formule 9-22 suivante:

$$OSNR = 10 \log \frac{P_i}{N_i} + 10 \log \frac{B_m}{B_r} \quad (9-22)$$

où:

P_i est la puissance optique du signal en watt dans le i ème canal

N_i est la valeur interpolée de la puissance du bruit en watt, mesurée dans la largeur de bande de bruit équivalente B_m , dans le i ème canal:

$$N_i = \left(\frac{N(\nu_i - \Delta\nu) + N(\nu_i + \Delta\nu)}{2} \right)$$

$\Delta\nu$ est le décalage de l'interpolation égal à un demi-espacement de canal (pour le cas d'un espacement de canal de 200 GHz, $\Delta\nu = 100$ GHz)

B_r est la largeur de bande optique de référence (les unités de B_m et B_r peuvent être des unités de fréquence ou de longueur d'onde, mais elles doivent concorder). Généralement, la largeur de bande optique de référence est de 0,1 nm

La procédure généralement admise d'évaluation du rapport OSNR à partir de la mesure des données est illustrée dans la Figure 9-8. Afin d'arriver à un résultat précis, il faut prendre soin d'employer une largeur de bande de résolution qui convient au débit binaire des signaux mesurés, par exemple, à 40 Gbit/s, il est recommandé de supposer une largeur de bande de résolution de 1 nm.

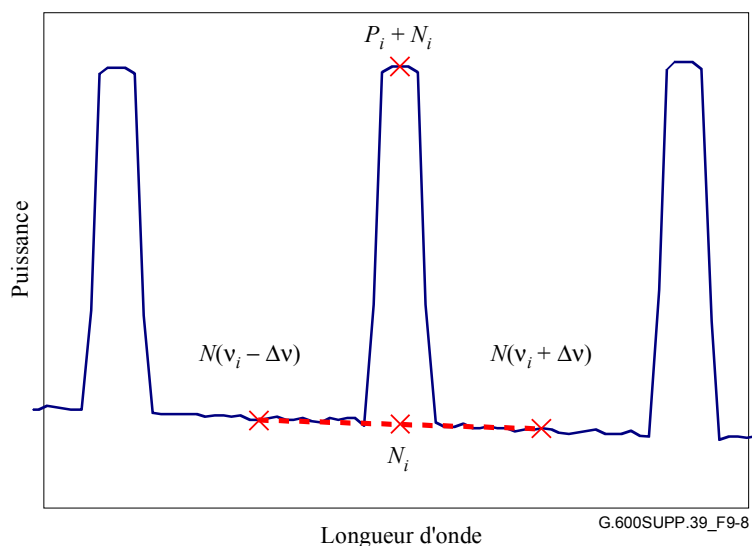


Figure 9-8 – Mesure du rapport OSNR à partir du spectre optique

Il convient aussi de noter que cette méthode d'évaluation du rapport OSNR peut donner des résultats imprécis dans certaines circonstances. Dans la Figure 9-9 est représenté le cas où le bruit entre les canaux a subi un filtrage en raison de la présence d'une partie de multiplexage OADM le long de la liaison. Dans ce cas, l'interpolation des mesures de bruit dans les intervalles séparant les canaux ne fournit pas d'estimée valide du bruit pour la longueur d'onde du signal.

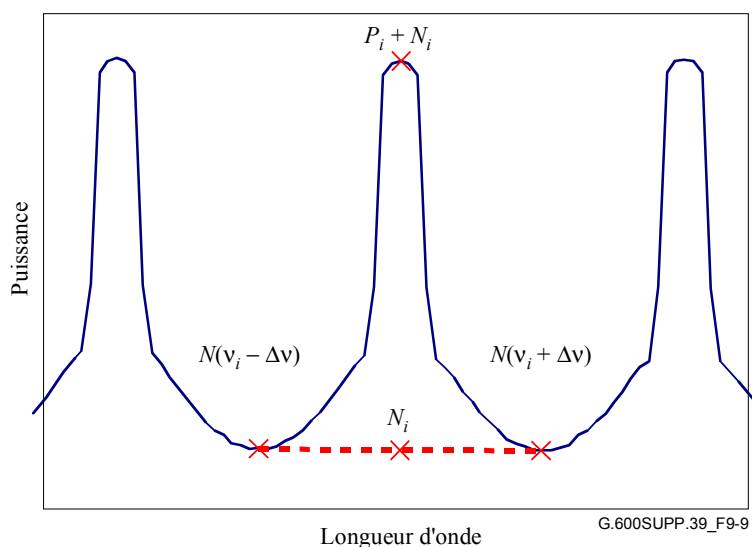


Figure 9-9 – Mesure imprécise du rapport OSNR en raison de la forme du bruit

Un problème analogue peut survenir pour des systèmes comportant des canaux à haut débit binaire, sur un espacement réduit des canaux, lorsque les flancs des pics des signaux n'atteignent pas le niveau du bruit réel au milieu entre les canaux.

9.5.2 Rapport signal sur bruit optiques et puissance optique reçue pour des systèmes préamplifiés à travée unique

La dégradation du rapport OSNR par l'émission ASE d'un système à travée unique et à préamplificateur optique unique est décrit par l'équation 9-23:

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10 \log(h\nu\nu_r) \quad (9-23)$$

En employant $P_{reçue} = P_{out} - L$ et $-10 \log(h\nu\nu_r) = +58$ dB à une largeur de bande de résolution de 0,1 nm et à une longueur d'onde de 1550 nm, l'équation 9-23 peut s'écrire sous la forme suivante:

$$OSNR = P_{reçue} - NF + 58 \text{ dB} \quad (9-24)$$

L'équation 9-24 est valable pour une travée unique et pour des mesures jumelées avec un préamplificateur optique. La puissance du signal ($P_{reçue}$) à l'entrée du préamplificateur et le rapport OSNR à la sortie de celui-ci sont fortement corrélés linéairement par l'intermédiaire de la valeur du bruit (NF , *noise figure*) du préamplificateur.

Comme illustré dans la Figure 9-10, on peut faire varier le rapport OSNR en atténuant la puissance d'entrée du signal ($P_{reçue}$) dans le préamplificateur optique (EDFA), à l'aide d'un signal émis à rapport OSNR élevé (> 40 dB). Le rapport OSNR est mesuré directement après le préamplificateur EDFA. On s'attend à une corrélation linéaire avec la puissance optique reçue en vertu de l'équation 9-23.

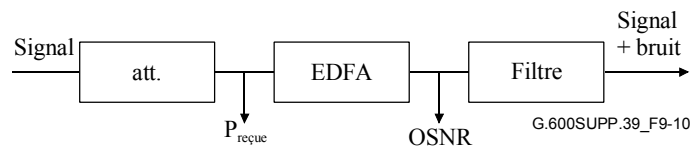


Figure 9-10 – Montage destiné à la mesure du rapport OSNR

Dans la Figure 9-11 est donné un exemple de rapport OSNR en fonction de la puissance optique reçue sur une large gamme, où est employé un canal modulé à codage NRZ, à 43 Gbit/s NRZ et à 1550 nm, ainsi qu'une largeur de bande de résolution de 1 nm pour l'analyseur du spectre optique. Si la puissance mesurée pour la longueur d'onde du canal est égale à P_m ($P_m = P_i + N_i$), alors nous pouvons évaluer la valeur du rapport OSNR au moyen de la formule

$$OSNR = 10 \log \frac{P_m}{N_i} + 10 \log \frac{B_m}{B_r}. \text{ Toutefois, pour des valeurs du rapport OSNR inférieures à}$$

environ 20 dB, cela conduit à une surestimation comme indiqué par la courbe "n_uncor" dans la Figure 9-11, de sorte qu'une meilleure méthode consiste à effectuer le calcul au moyen de la

$$\text{formule } OSNR = 10 \log \frac{P_m - N_i}{N_i} + 10 \log \frac{B_m}{B_r}, \text{ qui donne la relation linéaire intitulée "n_cor" comme}$$

le prévoit l'équation 9-23. Cette relation linéaire repose sur une valeur constante du bruit de l'amplificateur, qui n'est plus valable lorsque la puissance d'entrée est assez forte pour conduire à la saturation.

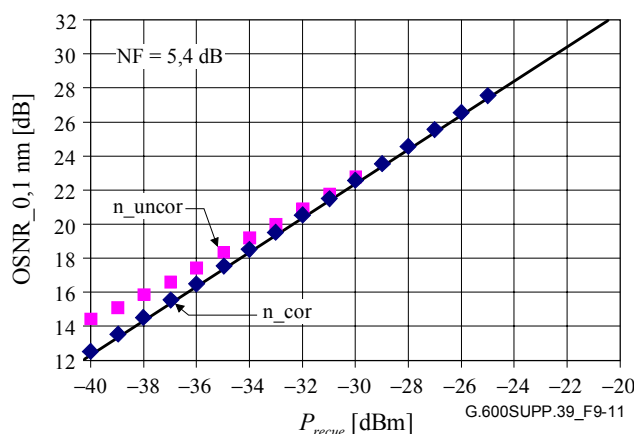


Figure 9-11 – Mesure du rapport OSNR en fonction de la puissance optique reçue: avec correction pour le bruit (n_cor) et sans correction pour le bruit (n_uncor), pour la longueur d'onde du signal dans le canal

En résumé, dans le cas d'une transmission à travée unique et d'essais jumelés du système avec un préamplificateur optique, une corrélation linéaire du rapport OSNR avec la puissance optique reçue est observée. Donc, toute dégradation liée au trajet due à la fermeture de l'œil est directement reliée à la dégradation du rapport OSNR dans un récepteur préamplifié.

NOTE 1 – Les dégradations de la puissance et du rapport OSNR sont différentes pour les systèmes de transmission (à rapport OSNR limité) à travées multiples et à grande distance.

NOTE 2 – Comme illustré dans la Figure 9-12, les dégradations de la puissance sont différentes pour les récepteurs préamplifiés et non préamplifiés lorsque les pentes du taux BER en fonction de la puissance optique reçue diffèrent. Une dégradation de 1 dB dans un récepteur non préamplifié équivaut à une dégradation du rapport OSNR de 2 dB dans un récepteur préamplifié.

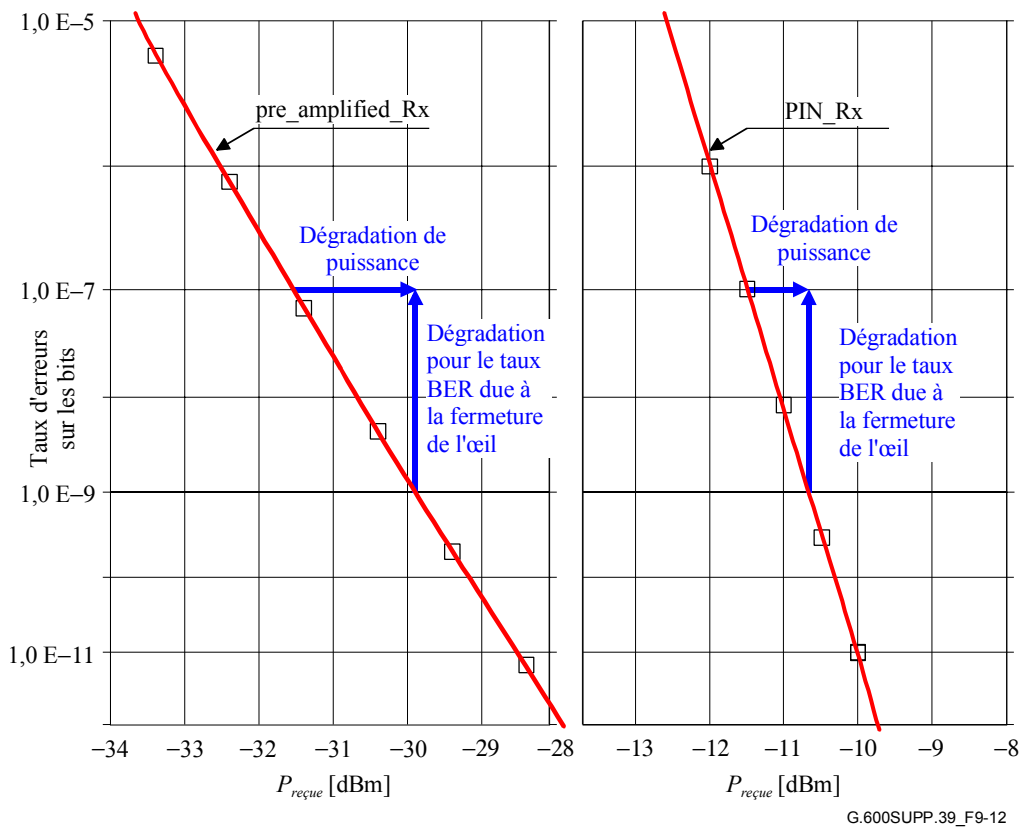


Figure 9-12 – Taux BER en fonction de la puissance reçue avec et sans préamplificateur optique

9.6 Diaphonie optique

9.6.1 Définition des termes

Comme les termes employés pour décrire la diaphonie optique et ses effets ne sont pas entièrement uniformisés dans le secteur, il est utile d'en donner une succincte définition (voir Tableau 9-6). Au sein de la Commission d'études 15 de l'UIT-T, il a été convenu que le terme "diaphonie" ne servirait qu'à décrire les effets qui concernent le système, tandis que le terme "isolement" serait employé pour les propriétés des composants.

Tableau 9.6 – Termes employés

Terme	Variable employée ci-après	Défini dans la Rec. UIT-T	Signification
Paramètres du système			
Diaphonie intercanaux [dB]	C_C	G.692	Rapport de la puissance totale dans les canaux perturbateurs à celle dans les canaux utiles (canaux utiles et perturbateurs de longueurs d'onde différentes (total k))
Diaphonie interférométrique [dB]	C_1	–	Rapport de la puissance perturbatrice (n'incluant pas l'émission ASE) à la puissance utile dans un canal unique (longueur d'onde); ce paramètre est aussi nommé "diaphonie intracanal"
Dégradation due à la diaphonie intercanaux [dB]	P_C	–	Dégradation incorporée dans le bilan du système pour tenir compte de la diaphonie intercanaux
Dégradation due à la diaphonie interférométrique [dB]	P_1	–	Dégradation incorporée dans le bilan du système pour tenir compte de la diaphonie interférométrique
Différence de puissance entre canaux [dB]	d	G.959.1	Différence maximale de puissance admise entre les canaux pénétrant dans un dispositif
Taux d'extinction (ici linéaire)	r	G.691	Rapport de la puissance au centre d'un signal un à celle au centre d'un signal zéro
Dégradation due à la fermeture de l'œil [dB]	E		Dégradation de la sensibilité du récepteur due à tous les effets de fermeture de l'œil; sont compris les effets de fermeture de l'œil de l'émetteur et la dégradation de dispersion chromatique
Paramètres des composants			
Perte d'insertion [dB]	IL	G.671	Réduction en puissance du port d'entrée au port de sortie pour la longueur d'onde utile du canal
Isolation unidirectionnelle [dB]	I	G.671	Différence pour le dispositif entre la perte pour la longueur d'onde perturbatrice du canal et la perte pour la longueur d'onde utile du canal
Isolation du canal adjacent [dB]	I_A	G.671	Isolation du dispositif aux longueurs d'onde du canal situé juste au-dessus et en dessous du canal utile
Isolation du canal non adjacent [dB]	I_{NA}	G.671 (ffs)	Isolation du dispositif aux longueurs d'onde des canaux perturbateurs, à l'exception des canaux adjacents

L'analyse des effets diaphoniques est subdivisée en deux sections, la première portant sur la diaphonie intercanaux, tandis que la seconde porte sur la diaphonie interférométrique.

9.6.2 Diaphonie intercanaux

La cause de cet effet, dont il est généralement le plus tenu compte, est le démultiplexage imparfait du signal de transmission multicanal en canaux distincts avant l'arrivée dans un ensemble de récepteurs monocanal. Cela est représenté dans la Figure 9-13.

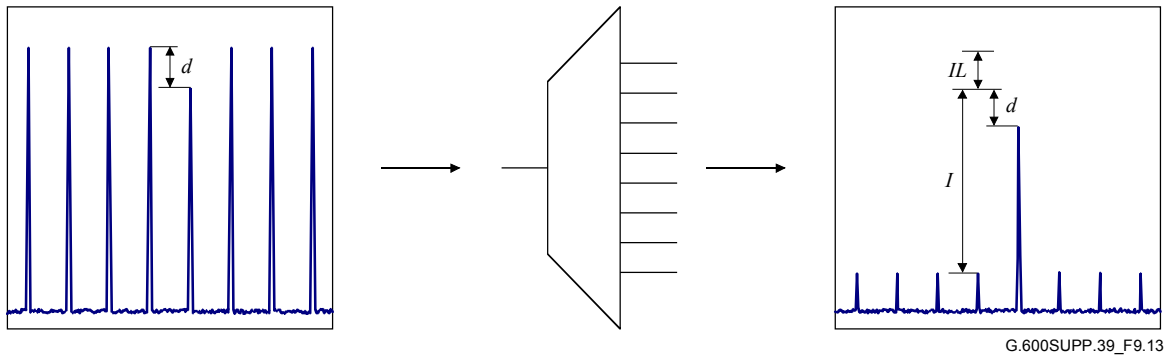


Figure 9-13 – Exemple du démultiplexeur unique

Ici, un certain nombre de canaux multiplexés DWDM pénètrent dans le port commun d'un démultiplexeur. Le cas le plus défavorable pour un canal particulier est celui où sa puissance est minimale et celle de tous les autres canaux maximale. La différence maximale admise entre les canaux est désignée au moyen de la variable d (dB). Lorsque les canaux ressortent des différents ports de sortie, les canaux perturbateurs ont été atténués par rapport au canal utile d'une quantité égale à l'isolation unidirectionnelle I (dB).

Le paramètre principal, qui régit le niveau maximal de la diaphonie optique pouvant être tolérée dans un système optique donné, est la dégradation liée à la diaphonie intercanaux P_C . A partir de là, et d'un petit nombre d'autres paramètres, on doit pouvoir obtenir les paramètres requis d'isolation du démultiplexeur.

Dans la situation représentée dans la Figure 9-8, nous pouvons écrire l'équation suivante pour la diaphonie intercanaux d'un système à k canaux C_C :

$$C_C = d - I + 10 \log_{10}(k - 1) \quad \text{dB} \quad (9-25)$$

Il est souhaitable de pouvoir déduire la valeur requise de C_C de la valeur de la dégradation liée à la diaphonie intercanaux. Si l'on suppose que le nombre de signaux interférents de même amplitude est très grand comme ci-dessus, alors des modèles relativement simples peuvent être conçus à cette fin. Dans les démultiplexeurs concrets, la valeur de l'isolation donnée pour les canaux immédiatement adjacents au canal utile I_A est inférieure à celle des canaux perturbateurs non adjacents I_{NA} . Si l'on tient compte de cela, la situation est celle qui est illustrée dans la Figure 9-14.

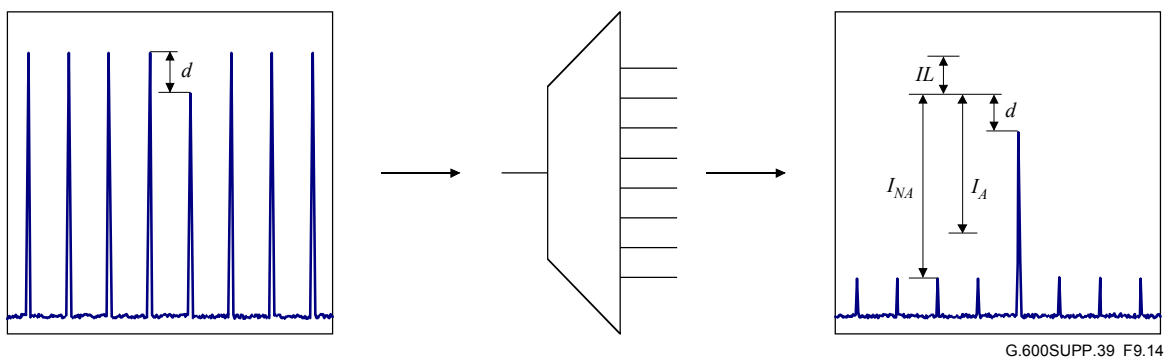


Figure 9-14 – Exemple plus réaliste d'un démultiplexeur

L'équation pour la diaphonie intercanaux C_C peut alors s'écrire comme suit:

$$C_C = d + 10 \log_{10} \left(2 \times 10^{\frac{-I_A}{10}} + (k-3) 10^{\frac{-I_{NA}}{10}} \right) \quad \text{dB} \quad (9-26)$$

Toutefois, dans cette situation, différentes valeurs de I_A et I_{NA} peuvent conduire à des systèmes avec des dégradations liées à la diaphonie intercanaux P_C qui ont la même valeur totale C_C .

Les équations pour ces deux cas limites sont données ci-après.

Pour un canal perturbateur unique, on a l'équation suivante:

$$P_C = 10 \log_{10} \left(1 - 10^{\frac{C_C}{10}} \frac{r+1}{r-1} \right) \quad \text{dB} \quad (9-27)$$

où r est le rapport d'extinction linéaire.

NOTE 1 – Cette équation n'incorpore pas directement les effets de la réduction de l'ouverture de l'œil due à la fermeture de l'œil de l'émetteur ou à la dégradation liée au trajet r (nommée r') qui tient compte tant du rapport d'extinction que de la fermeture de l'œil. On peut encore écrire l'équation suivante:

$$r' = \frac{(r+1) + 10^{\frac{-E}{10}} (r-1)}{(r+1) - 10^{\frac{-E}{10}} (r-1)} \quad (9-28)$$

où E est la dégradation due à la fermeture de l'œil dB. A titre d'exemple, si le rapport d'extinction est de 6 dB alors $r = 3,98$. Pour tenir compte d'une dégradation supplémentaire pour la fermeture de l'œil de 3 dB, il faut poser $r' = 1,86$.

Pour un très grand nombre de canaux perturbateurs de même amplitude (avec des données non corrélées), la diaphonie intercanaux peut être assimilée à un bruit et on peut supposer qu'une approximation peut être faite. Dans ce cas, pour obtenir la dégradation effective, il faut effectuer le produit de convolution de la diaphonie assimilable au bruit avec la distribution du bruit au niveau du récepteur (ou de l'émetteur ASE). En appliquant les méthodes décrites dans les références [14] et [15] et en employant une approximation gaussienne de la distribution binomiale, on obtient l'équation suivante:

$$P_C = -5 \log_{10} \left(1 - \frac{10^{\frac{2C_C}{10}}}{k-1} Q^2 \left(\frac{r+1}{r-1} \right)^2 \right) \quad (9-29)$$

où $Q = \sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(2 \times BER)$. Pour un taux BER de 10^{-12} , $Q \approx 7,03$.

La dégradation optique induite est représentée dans la Figure 9-15 en fonction de la diaphonie intercanaux pour diverses hypothèses. La dégradation réelle encourue dans un système concret est légèrement inférieure à la courbe supérieure.

NOTE 2 – La dégradation liée à la diaphonie peut aussi dépendre du code en ligne (RZ ou NRZ) et des débits binaires des signaux utiles et interférents, qui y correspondent.

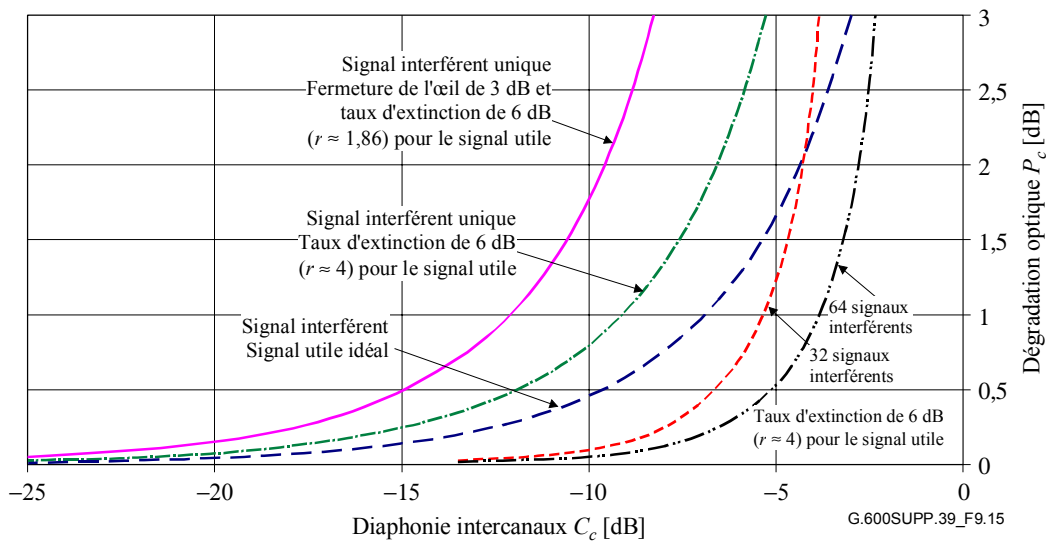


Figure 9-15 – Dégradation optique en fonction de la diaphonie intercanaux

La procédure de détermination de l'isolation requise peut alors se faire comme suit:

- établir à partir des paramètres du système une valeur pour P_C qui peut différer d'un système à l'autre. Un système à courte portée peut conduire à l'attribution d'une dégradation liée à la diaphonie qui est supérieure à celle d'un système à longue portée. A titre d'exemple, on peut choisir 0,5 dB;
- déduire une valeur pour C_C à partir de P_C . Le modèle exigé se situe à mi-chemin entre un modèle comportant deux signaux interférents, pour lequel la différence entre I_A et I_{NA} est très grande, et un modèle gaussien pour lequel I_A est égal à I_{NA} et k est grand. En choisissant dans la Figure 9-15 la courbe qui correspond au plus mauvais exemple, on obtient une valeur de -15 dB;
- établir une valeur pour d à partir des paramètres du système, qui à nouveau différera d'un système à l'autre. Dans la Rec. UIT-T G.959.1, par exemple, le code d'application P16S1-1D2 a une valeur $d = 6$ dB tandis que le code P16S1-2C2 a une valeur $d = 2$ dB. (Cela conduit à une différence de 4 dB pour l'isolation requise entre ces applications.) Donc pour le code P16S1-1D2, on fixe $d = 6$ dB. (Pour cette application également, $k = 16$.)
- insérer ces valeurs dans la simple équation $C_C = d - I + 10 \log_{10} (k - 1)$, on obtient $-15 = 6 - I + 10 \log_{10} (15)$, ce qui donne une valeur de $I = 32,8$ dB pour cet exemple.

9.6.3 Diaphonie interférométrique

La diaphonie interférométrique se produit lorsque le canal perturbateur et le canal utile ont une même longueur d'onde nominale, c'est-à-dire dans les quatre cas suivants donnés à titre d'exemple:

- dans un multiplexeur optique à insertion-extraction, lorsque l'extraction de la longueur d'onde concernée n'est pas achevée avant que le nouveau signal ne soit inséré;
- dans un multiplexeur optique, lorsqu'un émetteur émet avec une puissance ayant la longueur d'onde d'un autre canal (par exemple, en raison du taux de suppression inapproprié des modes latéraux) (dans la Rec. UIT-T G.692, ceci est désigné par diaphonie latérale de transmission);
- dans un répartiteur optique, lorsque l'isolation insuffisante à la commutation permet au signal lumineux de plus d'une fibre optique d'atteindre le récepteur;
- dans toute composante ou tout groupe de composantes, lorsque le signal lumineux peut suivre plus d'un canal pour atteindre le récepteur. Ceci est nommé interférence multicanal (MPI, *multi-path interference*).

Le comportement de la diaphonie interférométrique est différent de celui de la diaphonie intercanaux, lorsque deux signaux optiques sont suffisamment proches l'un de l'autre pour que leur fréquence de battement soit dans la largeur de bande électrique du récepteur. Dans ce cas, ce sont les champs optiques qui interagissent et engendrent la diaphonie au lieu des puissances optiques, et en conséquence, les niveaux de la diaphonie requis induisant une dégradation particulière sont beaucoup plus bas.

Pour un seul signal interférent, la diaphonie peut être modélisée comme si elle avait une fonction de densité de probabilité bornée (pdf, *probability density function*). La dégradation liée à la diaphonie déduite de la référence [16] (comprenant l'effet du taux d'extinction imparfait) est donnée par la formule suivante:

$$P_I = 10 \log_{10} \left(\frac{\frac{r-1}{r+1}}{\frac{r-1}{r+1} + 10^{\frac{C_I}{10}} - 4 \sqrt{\frac{r}{r+1}} 10^{\frac{C_I}{10}}} \right) \quad \text{dB} \quad (9-30)$$

pour un seuil moyen de décision en ce qui concerne la puissance, et par:

$$P_I = -10 \log_{10} \left(1 - 2 \left(\frac{(1 + \sqrt{r}) \sqrt{10^{\frac{C_I}{10}} (r+1)}}{r-1} \right) \right) \quad \text{dB} \quad (9-31)$$

pour un seuil optimisé de décision.

La dégradation liée à la diaphonie interférométrique pour un signal utile ayant un taux d'extinction de 6 dB est représentée dans la Figure 9-16.

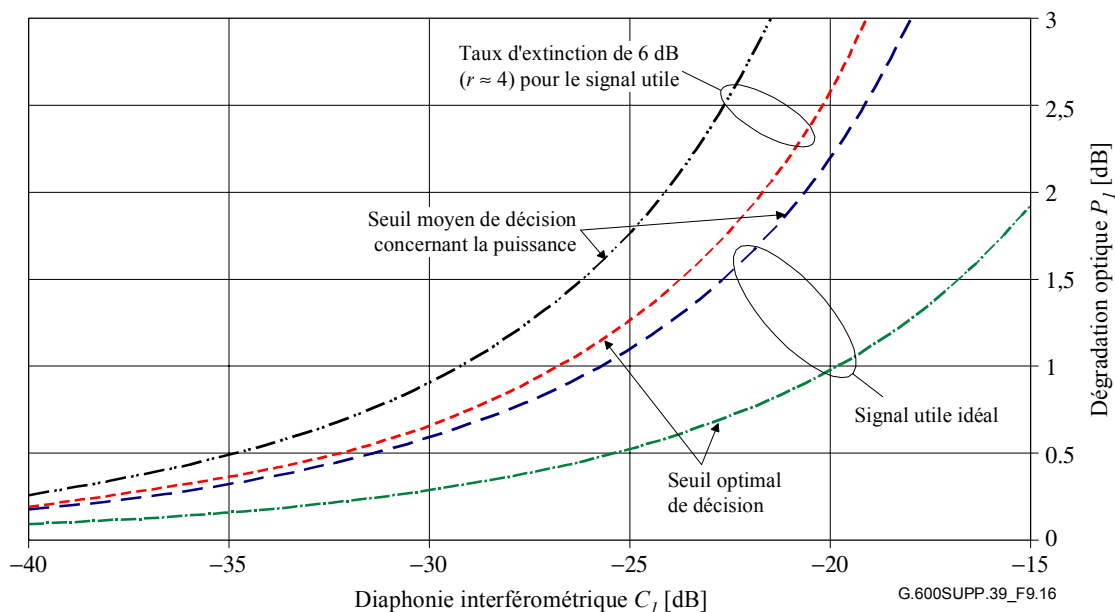


Figure 9-16 – Dégradation optique en fonction de la diaphonie interférométrique pour un signal interférent unique (modèle borné)

Pour des signaux interférents multiples, la fonction pdf devient approximativement une fonction gaussienne et la dégradation liée à la diaphonie optique pour un récepteur PIN peut être obtenue [15] à partir de la formule suivante:

$$P_I = -5 \log_{10} \left(1 - 4 \times 10^{10} Q'^2 \frac{1 + \frac{1}{r}}{\left(1 - \frac{1}{r}\right)^2} \right) \text{ dB} \quad (9-32)$$

pour un seuil moyen de décision en ce qui concerne la puissance:

$$P_I = -5 \log_{10} \left(1 - 2 \times 10^{10} Q^2 \left(\frac{r+1}{r-1}\right)^2 + \left(10^{10}\right)^2 Q^4 \left(\frac{r+1}{r-1}\right)^2 \right) \text{ dB} \quad (9-33)$$

pour un seuil optimisé de décision, où $Q' = \sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(4 \times BER)$ et $Q = \sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(2 \times BER)$. Pour un taux BER de 10^{-12} , $Q' \approx 6,94$ et $Q \approx 7,03$

Ces fonctions sont représentées dans la Figure 9-17 pour un signal utile idéal ainsi que pour un signal ayant un taux d'extinction de 6 dB.

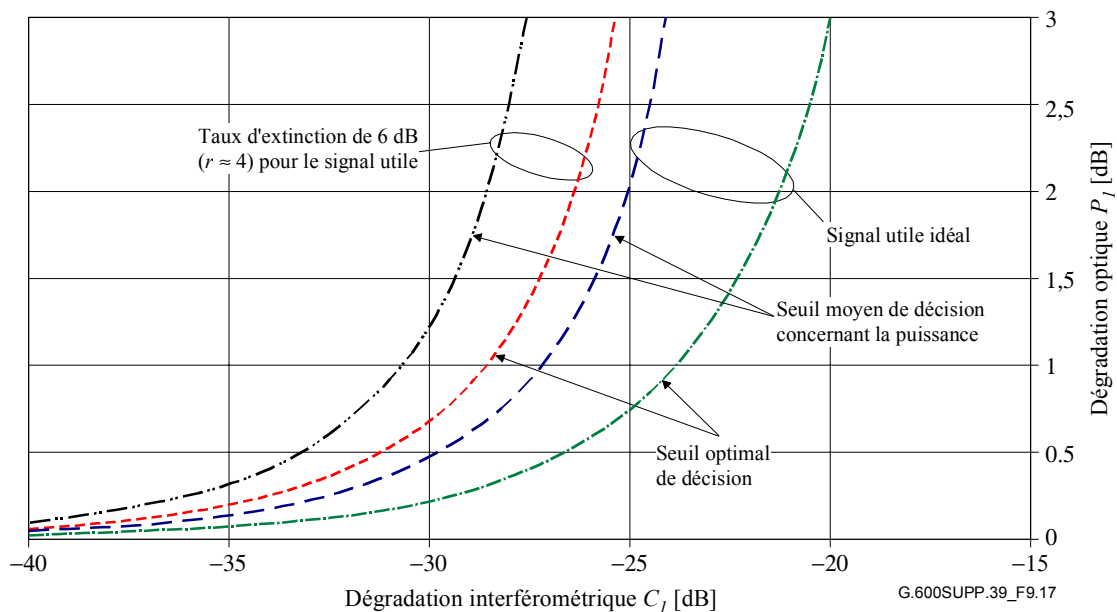


Figure 9-17 – Dégradation optique en fonction de la diaphonie interférométrique pour des signaux interférents multiples (modèle gaussien)

9.7 Concaténation des effets non linéaires – Méthode de calcul

9.7.1 Introduction

Dans les paragraphes suivants est évaluée l'incidence sur les systèmes multicanal à $N \times 40$ Gbit/s des effets non linéaires tels que la modulation autophase (SPM), la modulation à croisement de phases (XPM, *cross-phase modulation*) et le mélange à quatre ondes (FWM, *four-wave mixing*). Ces effets sont évalués au moyen de simulations pour différentes valeurs de la puissance optique moyenne d'entrée afin d'établir un seuil de puissance correspondant à une certaine dégradation de la qualité de fonctionnement du système.

9.7.2 Hypothèses concernant les systèmes et description des outils de calcul

Les résultats rapportés ci-après sont fondés sur les hypothèses suivantes:

- les systèmes sont des systèmes à $N \times 40$ Gbit/s s'étendant sur des distances terrestres habituelles (500-1000 km);
- le format de transmission est un format RZ avec des impulsions gaussiennes ($T_{FWHM} = 5$ ps) Puisque notre but est d'analyser les effets non linéaires, nous supposons que l'émetteur est un émetteur "idéal";
- la compensation de la dispersion est périodique, et la période est la même que l'espacement des amplificateurs. Plusieurs méthodes de compensation de la dispersion ont été proposées dans la littérature (postcompensation, précompensation, postcompensation avec prémodulation) [9]. Dans ce qui suit, nous supposons que la dispersion et la pente sont exactement compensées;
- le récepteur est idéal et comporte les éléments suivants: un filtre optique d'une largeur de bande de 160 GHz, une photodiode idéale et un filtre électrique (Bessel-Thomson du 4^e ordre avec une largeur de bande de 32 GHz);
- la séquence propagée est une séquence binaire pseudo-aléatoire de 32 bits. Dans le cas des systèmes multicanal, les séquences binaires dans les différents canaux ne sont pas corrélées (le cas le plus défavorable est celui dans lequel la même séquence est transmise dans l'ensemble des canaux).

Un montage simplifié du système est représenté dans la Figure 9-2.

9.7.3 Incidence des effets non linéaires

Un système de transmission à travées multiples et à grande vitesse avec compensation complète de la dispersion est affecté par les phénomènes optiques non linéaires. Ceci est vrai en particulier pour l'automodulation SPM dans les systèmes monocanal, ainsi que pour la modulation XPM et le mélange FWM dans les systèmes multicanal. Ces phénomènes non linéaires sont dus à l'effet Kerr dans les fibres optiques et leur incidence augmente avec la puissance optique d'entrée. La qualité de fonctionnement du système peut donc fortement être altérée par de tels effets non linéaires, si la puissance optique d'entrée dans la fibre optique est très élevée.

Elle peut aussi être altérée, pour une puissance optique faible d'entrée dans la fibre optique, en raison d'un rapport signal sur bruit peu élevé au niveau du récepteur. Il existe donc un seuil maximal et minimal pour la puissance d'entrée correspondant à une certaine dégradation de la qualité de fonctionnement du système (facteur Q , taux BER, etc). Des suggestions concernant le seuil minimal pour la puissance d'entrée sont données dans le précédent § 9.5 intitulée "Concaténation du bruit".

En ce qui concerne le seuil pour la puissance maximale, imposé par les effets non linéaires, il convient de tenir compte des aspects suivants:

a) *type de fibre optique employé pour la transmission*

Les fibres optiques dont les coefficients non linéaires et les coefficients de dispersion sont différents ont des comportements très différents en ce qui concerne les effets non linéaires.

A titre d'exemple, les fibres optiques à compensation de la dispersion (DCF) ont une petite section efficace et donc un grand coefficient non linéaire. Il a été vérifié au moyen de simulations que pour des puissances optiques d'entrée $P_{in} > 3$ dBm l'automodulation SPM commençait à altérer la qualité de fonctionnement du système.

Les fibres optiques G.652 ont un petit coefficient non linéaire et la modulation autophase (SPM) est en général négligeable sauf à des puissances optiques d'entrée très élevées (par exemple, pour $P_{in} > 8$ dBm, avec un schéma de postcompensation et un espacement des amplificateurs de 100 km, la modulation autophase (SPM) commence à altérer le comportement linéaire idéal). D'autre part, la dispersion locale élevée propre aux fibres optiques G.652 rend les effets de la modulation XPM et du mélange FWM plutôt négligeables, en supposant que la dispersion est exactement compensée.

Les fibres optiques G.655 ont approximativement les mêmes comportements que les fibres optiques G.652 en ce qui concerne la modulation autophase (SPM), mais, comme leur coefficient de dispersion est plus petit, le mélange FWM n'est pas négligeable.

b) *schéma de compensation de la dispersion*

Les trois schémas suivants de compensation de la dispersion (des informations détaillées sont données dans la référence [9]), caractérisés par des comportements différents par rapport à la modulation autophase (SPM), ont été examinés:

- **précompensation:** le dispositif de compensation de la dispersion est placé au début de chaque travée, avant la fibre optique de transmission. Le schéma est fort sensible à la modulation autophase (SPM). Une simulation avec un espacement des amplificateurs de 100 km, une longueur de liaison de 500 km et des amplificateurs à valeur de bruit $NF = 6$ dB a indiqué que la puissance maximale d'entrée pour $Q = 7$ est $P_{in} = 4$ dBm.
- **postcompensation:** le dispositif de compensation de la dispersion est placé à la fin de chaque travée, après la fibre optique de transmission. Une simulation avec un espacement des amplificateurs de 100 km, une longueur de la liaison de 500 km des amplificateurs à valeur de bruit $NF = 6$ dB a indiqué que la puissance maximale d'entrée pour $Q = 7$ est $P_{in} = 13$ dBm.
- **postcompensation + prémodulation:** a titre de postcompensation, mais au début de la liaison, l'impulsion est prémodulée. La valeur optimale prémodulée, calculée au moyen des simulations ou conformément à la référence [9], réduit fortement les effets de la modulation autophase (SPM).

c) *Longueur des travées*

En raison des pertes dans les fibres optiques, la puissance optique d'entrée décroît comme une exponentielle au cours de la propagation dans une travée. D'autre part, l'incidence des effets non linéaires dépend de la valeur de la puissance optique. En conséquence, le seuil de la puissance maximale d'entrée, dû aux effets non linéaires, a des valeurs différentes pour les systèmes qui diffèrent seulement en ce qui concerne le paramètre d'espacement des amplificateurs.

Soit l'exemple d'une liaison de 500 km sur des fibres optiques G.652 avec postcompensation et des amplificateurs à valeur de bruit $NF = 6$ dB. Pour une longueur de la travée de 100 km, les simulations ont indiqué que la puissance maximale d'entrée pour $Q = 7$ est $P_{in} = 13$ dBm. Lorsque la longueur de la travée est de 50 km, les simulations ont indiqué que la puissance maximale d'entrée pour $Q = 7$ est $P_{in} = 8$ dBm.

9.7.4 Conclusions

Il est impossible de choisir une valeur unique pour la puissance optique maximale d'entrée qui permette d'obtenir un facteur Q supérieur à 7. Cette contrainte relative à la puissance maximale d'entrée peut être employée pour définir la région où la qualité de fonctionnement est la meilleure pour un système. On la détermine au moyen de simulations préliminaires avec les paramètres du système souhaités (type de fibre optique, compensation de la dispersion, espacement des amplificateurs, espacement des canaux). Il convient finalement de noter que toutes les suggestions sont fondées sur l'hypothèse du format de modulation RZ, et qu'il n'y est examiné ni le nombre de canaux WDM, ni leur espacement des fréquences.

10 Conception statistique des systèmes

10.1 Méthode générique

Pour un système comportant un petit nombre de composantes, la conception déterministe (ou applicable au "cas le plus défavorable") est utile, grâce à la fourniture de marges raisonnables pour le système. Toutefois, pour un système ayant un grand nombre de composantes, par exemple, un système multicanal à travées multiples, les marges obtenues à partir de la conception déterministe peuvent devenir grandes, sans raison valable. Dans cette situation, les opérateurs de réseau ainsi que les fabricants devraient envisager d'employer la conception statistique.

On distingue les paramètres du système (par exemple, l'atténuation maximale ou la dispersion chromatique maximale de la liaison, etc.) des paramètres des éléments (par exemple, le coefficient d'atténuation ou le coefficient de dispersion du produit bobine de fibre optique, etc.). Les paramètres du système doivent être déterminés par la conception du système où il est tenu compte des propriétés statistiques des paramètres des éléments. Des exemples de la relation entre les paramètres du système et les paramètres des éléments sont donnés dans le Tableau 10-1.

Tableau 10-1 – Relation entre les paramètres du système et les paramètres des éléments

Paramètre du système	Paramètre des éléments	Décrits dans les §
Atténuation maximale	Coefficient d'atténuation du câble à fibres optiques, puissance de sortie de l'émetteur, sensibilité du récepteur, dégradation de la puissance, perte liée aux épissures, perte liée aux raccords	10.2 (Conception statistique de la perte et du gain)
Dispersion chromatique maximale	Coefficient de dispersion des fibres optiques, bande spectrale de l'émetteur	10.3 (Conception statistique de la dispersion chromatique)
Temps DGD maximal	Coefficient de dispersion PMD du câble, répartition de la puissance entre les principaux états de polarisation, autres éléments dans la liaison	10.4 (Conception statistique de la dispersion des modes de polarisation)
Puissance maximale de sortie	Coefficient d'atténuation du câble, longueur d'onde à dispersion nulle des fibres optiques, section efficace des fibres optiques, coefficient non linéaire des fibres optiques, espacement des canaux	10.5 (Conception statistique incorporant les effets non linéaires)

Dans la version en vigueur du présent Supplément, il est toutefois proposé que seul un paramètre du système dans tout système particulier devrait être examiné statistiquement. Par exemple, dans les systèmes à dispersion limitée, la dispersion chromatique maximale est examinée statistiquement, tandis que les autres paramètres du système sont traités au moyen de la méthode de conception habituelle, applicable au cas le plus défavorable. L'examen statistique des multiples paramètres sera entrepris ultérieurement.

10.1.1 Probabilité de défaillance du système

La probabilité de défaillance du système est habituellement définie comme étant la probabilité pour que le taux BER dépasse 10^{-12} [21]. Toutefois, puisque le taux BER dépend de nombreux paramètres (par exemple, les caractéristiques de l'émetteur et du récepteur), il est difficile de se référer au taux BER dans la conception statistique générique. Dans le présent paragraphe, il est donc proposé d'examiner le "niveau de signification du système" plutôt que la "probabilité de

défaillance du système", et de ne pas se référer au taux BER. Le niveau de signification est un terme couramment employé en statistique pour l'épreuve des hypothèses [22].

En ce qui concerne chaque paramètre du système, le niveau de signification du système est défini comme étant la probabilité pour qu'un paramètre du système dépasse une valeur donnée x . Bien sûr, ce niveau est une fonction de x . Par exemple, le niveau de signification du temps DGD est $4,2 \times 10^{-5}$ où x est égal à 3 fois la valeur moyenne du temps DGD Rec. UIT-T G.691. Un autre exemple est le niveau de signification du système pour la dispersion chromatique maximale qui est de $1,3 \times 10^{-3}$, où x est égal à la somme de la valeur moyenne et de 3σ (σ est l'écart quadratique moyen) [20].

10.1.2 Seuil de probabilité pour l'acceptabilité d'un système

Le seuil de probabilité pour l'acceptabilité du système (P_{th}) est défini comme le niveau de signification maximal accessible de chaque paramètre. Le seuil de probabilité dépendra du scénario d'exploitation du réseau et du compromis entre la probabilité de dépassement de la valeur et le coût.

Il convient de noter que, pour certains paramètres examinés ici, P_{th} se réfère à la probabilité que la valeur soit dépassée au moment où la liaison est mise en service. Par exemple, dans le cas d'une dispersion chromatique, une valeur de P_{th} de 10^{-3} indique qu'il est prévu qu'en moyenne une liaison sur mille dépassera la dispersion spécifiée lorsqu'elle est mise en service. Pour les autres paramètres, toutefois, P_{th} se réfère à la probabilité que la valeur soit dépassée à tout moment donné au cours de la vie d'une liaison. Un exemple en est la dispersion PMD pour laquelle une valeur de P_{th} de 10^{-5} veut dire qu'à chaque instant la probabilité de dépassement du temps maximal est de un sur cent mille.

Dans le Tableau 10-2 sont donnés quelques exemples de valeurs de P_{th} ainsi que les valeurs équivalentes du nombre d'écart types par rapport à la valeur moyenne pour la distribution gaussienne et le rapport équivalent valeur maximale sur valeur moyenne pour la distribution de Maxwell (PMD).

Tableau 10-2 – Seuil de probabilité pour l'acceptabilité du système

Seuil de probabilité P_{th}	Distribution gaussienne: écarts types par rapport à la valeur moyenne [σ]	Distribution de Maxwell: rapport valeur maximale sur valeur moyenne [S]
10^{-3}	3,1	2,5
10^{-5}	4,3	3,2
10^{-7}	5,2	3,7
10^{-9}	6,0	4,2

10.1.3 Organigramme de la conception

L'organigramme de la conception figure dans la partie gauche de la Figure 10-1. Un exemple de dispersion chromatique maximale est donné dans la partie droite de la Figure 10-1.

1) *Sélectionner le paramètre à déterminer*

Dans l'exemple de la Figure 10-1, le paramètre du système est la dispersion chromatique maximale.

2) *Déduire la fonction de distribution de probabilité pour les paramètres des éléments correspondants*

Comme on peut l'observer dans l'histogramme figurant dans le deuxième cadre de droite de la Figure 10-1, le coefficient de dispersion moyen du produit fibre optique i est, par hypothèse, D_i , et l'écart type est σ_i .

- 3) *Calculer la distribution de probabilité pour le paramètre du système $p(x)$ dans des conditions données*

Dans cet exemple, la condition imposée est la longueur de la liaison en fibre optique de 160 km. La distribution statistique du paramètre du système est obtenue au moyen d'une concaténation des distributions de plusieurs bobines de fibres optiques. En vertu du théorème de la limite centrée, la distribution des liaisons concaténées a un profil gaussien. Dans cet exemple, la moyenne totale de la dispersion chromatique est de $17 \times 160 = 2720$ ps/nm, tandis que l'écart type est de 48 ps/nm. Il convient de noter qu'en employant la conception usuelle applicable au cas le plus défavorable, la dispersion chromatique maximale est de $20 \times 160 = 3\ 200$ ps/nm.

- 4) *Choisir une valeur pour P_{th} , le seuil de probabilité pour l'acceptabilité du système*

Dans cet exemple, il est considéré comme étant acceptable qu'une liaison sur mille ait une dispersion supérieure à la valeur calculée (P_{th} est 10^{-3}).

- 5) *Déterminer le paramètre du système X à partir de l'équation $P(X) = P_{th}$, où P_{th} est le seuil de probabilité pour l'acceptabilité du système*

Dans cet exemple, la dispersion chromatique maximale obtenue est égale à $17,9 \times 160 = 2864$ ps/nm, en supposant que P_{th} est égal à 10^{-3} . Donc, la prescription relative à la dispersion pour le système de transmission est assouplie de 336 ps/nm, comparé à la conception du système applicable au cas le plus défavorable.

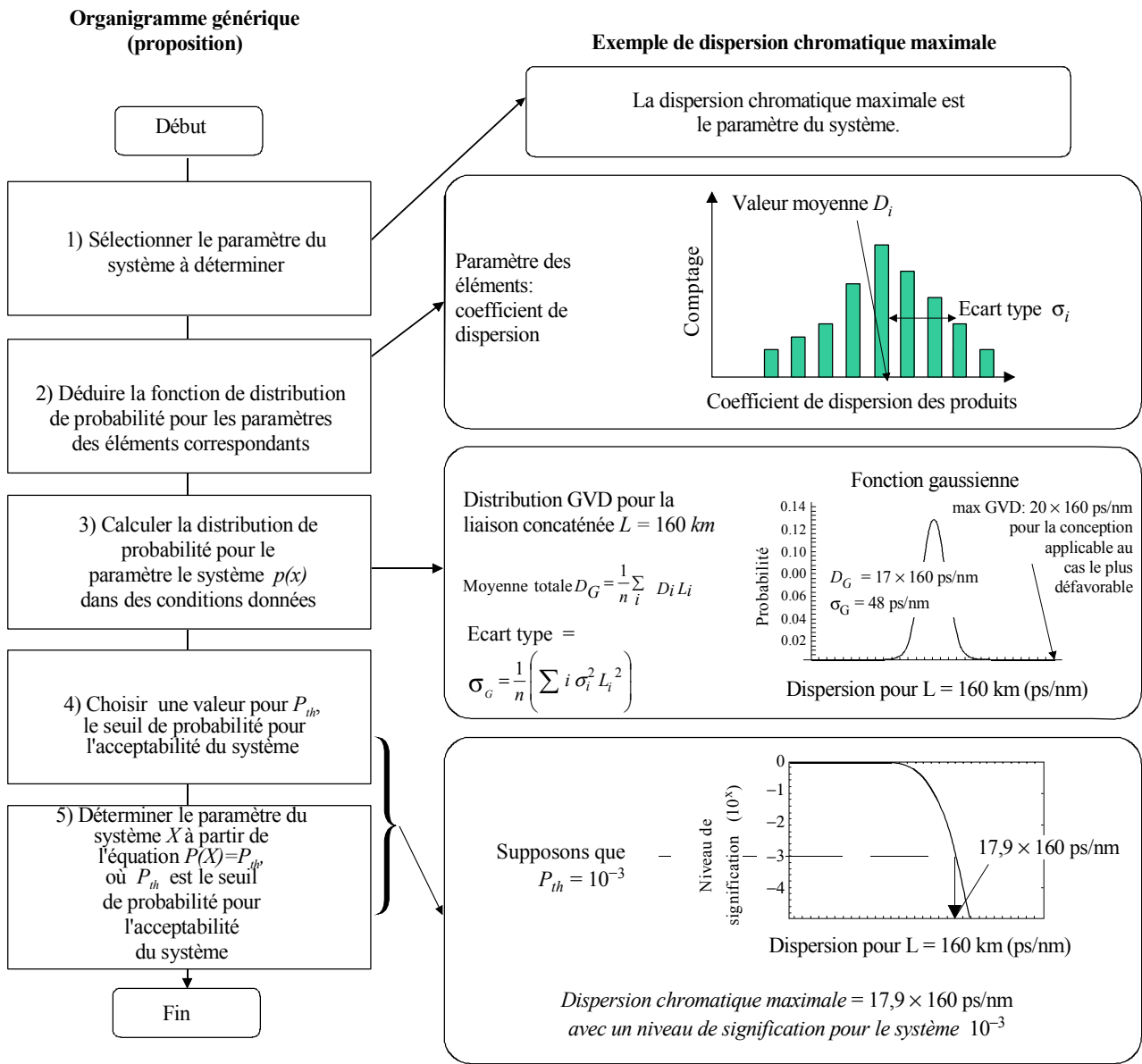


Figure 10.1 – Organigramme générique et exemple de dispersion chromatique maximale

10.2 Conception statistique de la perte

Une liaison concaténée comporte un certain nombre de longueurs de fabrication épissées de câble à fibres optiques. Les prescriptions relatives aux longueurs de fabrication figurent dans les Recommandations sur les fibres optiques et les câbles. En ce qui concerne les paramètres de transmission pour les liaisons concaténées, il faut tenir compte non seulement de la qualité de fonctionnement des différentes longueurs de câble mais aussi des statistiques de concaténation.

Les caractéristiques de transmission des câbles à fibres optiques de longueur de fabrication suivront une certaine distribution de probabilité dont il faudra souvent tenir compte pour obtenir les conceptions les plus économiques. A la lecture des alinéés suivants du présent paragraphe, il convient de garder à l'esprit la nature statistique des différents paramètres.

Les attributs de liaison sont affectés par des facteurs autres que les câbles à fibres optiques, tels que les épissures, les raccords et l'installation. Aux fins de l'évaluation des valeurs des attributs de liaison, les valeurs usuelles pour les liaisons en fibre optique sont données dans un appendice dans

chacune des Recommandations sur les fibres optiques et les câbles. Les méthodes d'estimation des paramètres nécessaires à la conception du système sont fondées sur des mesures, sur une modélisation ou sur d'autres considérations.

L'atténuation A d'une liaison est donnée par la formule suivante:

$$A = \alpha L + \alpha_s x + \alpha_c y \quad (10-1)$$

où:

- α coefficient d'atténuation usuel des câbles à fibres optiques dans une liaison
- α_s perte moyenne liée aux épissures
- x nombre d'épissures par liaison
- α_c perte moyenne liée aux raccords
- y nombre de raccords par liaison (s'il est fourni)
- L longueur de la liaison

Une marge appropriée doit être attribuée en vue de modifications ultérieures des configurations des câbles (épissures supplémentaires, longueurs des câbles supplémentaires, effets du vieillissement, variations de température, etc.). Les valeurs usuelles, données dans un appendice dans chacune des Recommandations sur les fibres optiques et les câbles, sont destinées au coefficient d'atténuation des liaisons en fibres optiques.

La combinaison de ces contributions à l'atténuation avec la valeur de l'atténuation maximale du système conduit à une variation de la longueur des travées. La longueur des travées est une valeur cible dans les Recommandations telles que les Recommandations UIT-T G.957 et G.691, mais elle peut être dépassée et atteindre la longueur limitée par la dispersion chromatique.

10.3 Conception statistique de la dispersion chromatique

10.3.1 Cadre général

Lorsque différentes composantes ou fibres optiques sont combinées, la dispersion chromatique de l'ensemble est la somme des valeurs de la dispersion chromatique des différents éléments, propriété qui vaut pour chacune des longueurs d'onde. La variation de la dispersion totale des liaisons dépendra des distributions des produits qui sont employés dans les liaisons.

NOTE – Dans les paragraphes suivants, certains exemples sont donnés pour des fibres optiques et des types de composantes particuliers. Ces exemples ne sont pas nécessairement représentatifs dans leur ensemble.

Le coefficient de dispersion chromatique de la fibre optique, $D(\lambda)$, est mesuré en fonction de la longueur d'onde λ à l'aide de méthodes décrites dans la Rec. UIT-T G.650.1, intitulée "*Définitions et méthodes de test applicables aux attributs linéaires déterministes des fibres et câbles optiques monomodes*". Pour une gamme de longueurs d'onde donnée, il est souvent représenté au moyen d'une formule qui inclut des paramètres pouvant varier d'une fibre optique à l'autre pour une conception de fibres optiques donnée. Certaines formules sont données dans la Rec. UIT-T G.650.1, et les unités courantes sont ps/nm.km. Pour les composantes, des expressions du même type peuvent être employées pour caractériser la dispersion chromatique $CD(\lambda)$ en ps/nm.

10.3.2 Statistique des coefficients de dispersion chromatique

La méthode de caractérisation convenant à la statistique de concaténation pour une seule distribution, ou pour une combinaison de distributions, consiste à calculer le coefficient de dispersion pour chacune des longueurs d'onde dans la gamme de l'application, et pour chacun des segments distincts de la fibre optique. Dans les Figures 10-2 et 10-3 sont représentées les distributions pour des fibres optiques du type G.655, pour deux longueurs d'onde données.

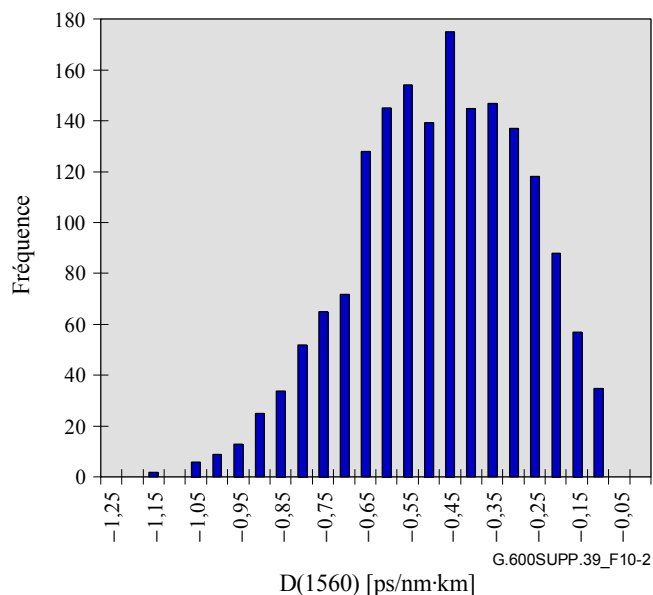


Figure 10.2 – Histogramme des valeurs du coefficient de dispersion à 1560 nm

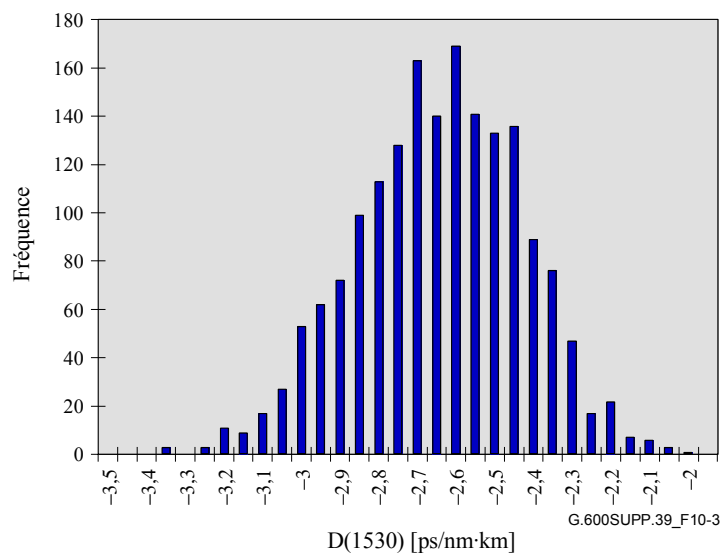


Figure 10.3 – Histogramme des valeurs du coefficient de dispersion à 1530 nm

La distribution pour chacune des longueurs d'onde est caractérisée par une valeur moyenne et un écart type comme dans les Figures 10-4 et 10-5.

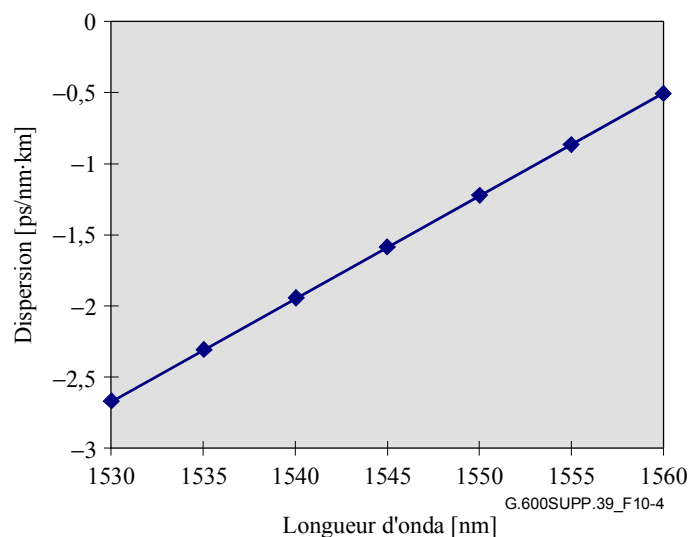


Figure 10-4 – Valeur moyenne du coefficient de dispersion en fonction de la longueur d'onde

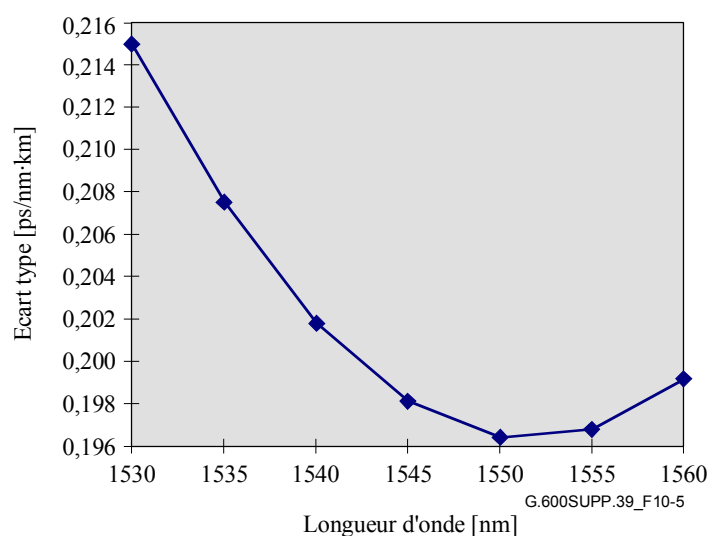


Figure 10-5 – Ecart type du coefficient de dispersion en fonction de la longueur d'onde

Il convient de noter que la relation entre la valeur moyenne et la longueur d'onde est linéaire, tandis que celle entre l'écart type et la longueur d'onde est quadratique. Ceci est dû au fait que le coefficient de dispersion varie linéairement avec la longueur d'onde. Par les points des Figures 10-4 et 10-5, on peut faire passer empiriquement des courbes données par les équations suivantes en fonction de la longueur d'onde λ (en nm):

$$\mu(\lambda) = 0,072(\lambda - 1567) \quad (\text{ps/nm} \cdot \text{km}) \quad (10-2a)$$

$$\sigma(\lambda) = 0,1964 + 3,97 \times 10^{-5}(\lambda - 1551,6)^2 \quad (\text{ps/nm} \cdot \text{km}) \quad (10-2b)$$

où μ est la valeur moyenne et σ est l'écart type.

10.3.3 Statistique de concaténation pour une population unique de fibres optiques

Ces statistiques sont fondées sur des hypothèses gaussiennes. Les exemples sont calculés au niveau "3 sigma" pour un seuil P_{th} (seuil de probabilité pour l'acceptabilité du système) de 0,13% au-dessus et en dessous des limites. D'autres niveaux de probabilité pourraient être choisis.

En supposant des longueurs égales, le coefficient de dispersion de la concaténation des fibres optiques est la moyenne des coefficients de dispersion des fibres optiques individuelles:

$$\bar{D}(\lambda) = \frac{1}{n} \sum_i D(\lambda)_i \quad (10-3)$$

Au moyen du théorème de la limite centrée, ces moyennes peuvent varier autour de la moyenne générale conformément à une distribution gaussienne. En employant une limite de probabilité fixée qui contient 99,7% (0,13% au-dessus et 0,13% en dessous) de la distribution, la limite des valeurs du coefficient de dispersion de la liaison, D_{Tot} , est donnée par la formule suivante:

$$D_{Tot}(\lambda) = \mu(\lambda) \pm \frac{3}{\sqrt{n}} \sigma(\lambda) \quad (10-4a)$$

En supposant une valeur prudente de n , associée à la longueur maximale d'un segment de fibre optique L_{Seg} dans une liaison L_{Tot} , l'équation 10-4a peut s'écrire sous la forme suivante:

$$D_{Tot}(\lambda) = \mu(\lambda) \pm 3 \left(\frac{L_{Seg}}{L_{Tot}} \right)^{1/2} \sigma(\lambda) \quad (10-4b)$$

Les limites de la valeur de la dispersion de la liaison, CD_{Tot} , sont simplement les limites des valeurs du coefficient de la dispersion de la liaison, multipliées par la longueur de la liaison:

$$CD_{Tot}(\lambda) = L_{Tot} \mu(\lambda) \pm 3 (L_{Seg} L_{Tot})^{1/2} \sigma(\lambda) \quad (10-5)$$

Dans le Tableau 10-3 sont indiquées les valeurs calculées pour la population de la section précédente pour une longueur de liaison supposée de 120 km et une longueur de segment supposée de 5 km. Ces valeurs sont bien inférieures à la valeur de -420 ps/nm qui aurait été obtenue à partir des spécifications applicables au cas le plus défavorable.

Tableau 10-3

Longueur d'onde	CD_{min}	CD_{max}
1530 nm	-336 ps/nm	-304 ps/nm
1540 nm	-249 ps/nm	-219 ps/nm

Si la distribution repose sur les mesures des sous-sections des liaisons installées, il faut remplacer la longueur L_{Seg} par la longueur des sous-sections qui ont été mesurées – ou par une valeur plus grande, représentative de la longueur des sous-sections les plus longues dans la liaison.

10.3.4 Statistique de concaténation pour des populations multiples, y compris des composantes

La notation est étendue, en ajoutant un indice inférieur I , II , etc., à la valeur moyenne et à l'écart type, ainsi qu'en ajoutant, par exemple, L_{I-Tot} , pour la contribution à la longueur de liaison du type de fibre optique I et n_A pour le nombre de composantes de type A .

Les limites de probabilité sont de nouveau obtenues avec une limite de probabilité associée à une gaussienne $\pm 3\sigma$, les équations étant toutefois séparées en "partie valeur moyenne" et "partie écart type" avant de les combiner. La dispersion moyenne s'écrit comme suit:

$$\mu\{[CD_{Tot}(\lambda)]\} = L_{I-Tot} \mu_I(\lambda) + L_{II-Tot} \mu_{II}(\lambda) + n_A \mu_A(\lambda) + n_B \mu_B(\lambda) \quad (10-6a)$$

L'écart type de la dispersion totale est donné par la formule suivante:

$$\sigma\{[CD_{Tot}(\lambda)]\} = [L_{I-Seg}L_{I-Tot}\sigma_I^2(\lambda) + L_{II-Seg}L_{II-Tot}\sigma_{II}^2(\lambda) + n_A\sigma_A^2(\lambda) + n_B\sigma_B^2(\lambda)]^{1/2} \quad (10-6b)$$

Les limites sont alors les suivantes:

$$CD_{Tot}(\lambda) = \mu[CD_{Tot}(\lambda)] \pm 3\sigma[CD_{Tot}(\lambda)] \quad (10-6c)$$

L'adjonction d'autres fibres optiques ou d'autres types de composantes peut se faire au moyen d'une simple extension des formules susmentionnées.

Il convient de noter que ces formules présentent la situation d'une manière qui pourrait conduire à conclure que tous les compensateurs pourraient être placés au même endroit. En général, cela ne se fait pas. Les compensateurs sont normalement répartis de façon à réduire la dispersion locale maximale le long de la liaison.

Ces formules sont illustrées pour la combinaison d'une distribution des fibres optiques G.652 avec une distribution des composantes de compensation de la dispersion, telles que définies dans la Rec. UIT-T G.671. On suppose que les paramètres de la liaison sont les suivants:

$$L_{Tot} = 400 \text{ km}, L_{Seg} = 10 \text{ km}, n_{DC} = 5$$

La statistique pour les fibres optiques en ce qui concerne le coefficient de dispersion chromatique (ps/nm · km) en fonction de la longueur d'onde (nm) est illustrée dans les Figures 10-6 et 10-7.

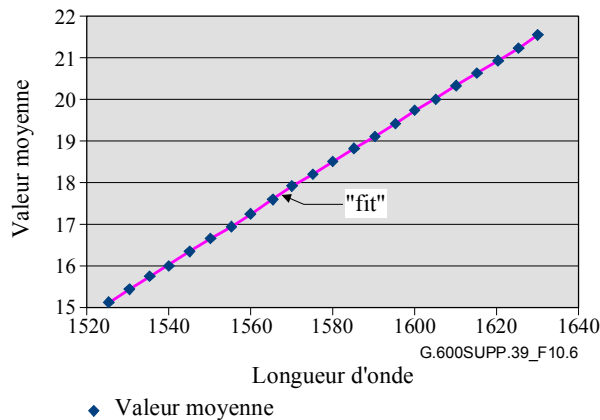


Figure 10-6 – Valeur moyenne du coefficient de dispersion chromatique d'une fibre optique G.652

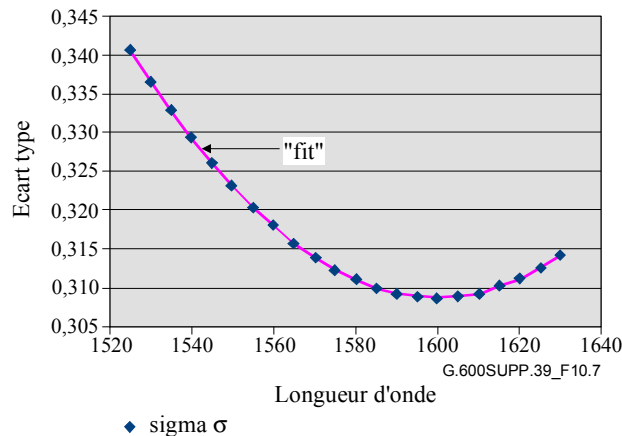


Figure 10-7 – Ecart type du coefficient de dispersion chromatique de fibres optiques G.652

La droite passant par les points dans la Figure 10-6 est donnée par la formule suivante ("fit"):

$$\mu(\lambda) = -77,403 + 0,0607 \times \lambda \quad (\text{ps/nm}\cdot\text{km}) \quad (10-7a)$$

où λ est exprimé en nm.

La courbe passant par les points dans la Figure 10-7 est donnée par la formule suivante ("fit"):

$$\sigma(\lambda) = 15,013 - 18,384 \times 10^{-3} \times \lambda + 5,746 \times 10^{-6} \times \lambda^2 \quad (\text{ps/nm}\cdot\text{km}) \quad (10-7b)$$

La statistique de compensation de la dispersion est illustrée dans les Figures 10-8 et 10-9.

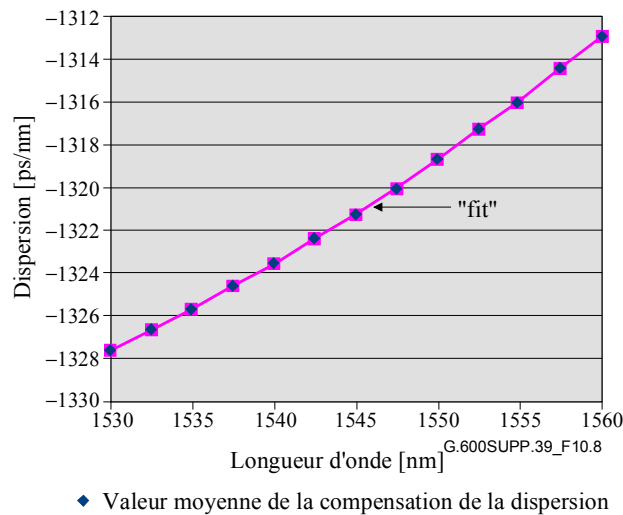


Figure 10-8 – Valeur moyenne de la compensation de la dispersion

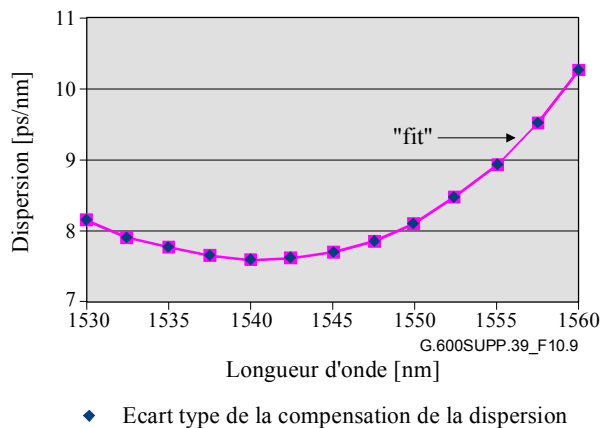


Figure 10-9 – Ecart type de la compensation de la dispersion

La courbe passant par les points dans la Figure 10-8 est donnée par la formule suivante:

$$\mu(\lambda) = 8,010 \times 10^3 - 12,5698 \times \lambda + 4,227 \times 10^{-3} \times \lambda^2 \quad (\text{ps/nm}) \quad (10-8a)$$

La courbe passant par les points dans la Figure 10-9 est donnée par la formule suivante:

$$\sigma(\lambda) = -3,46 \times 10^5 + 6,824 \times 10^2 \times \lambda - 0,4484 \times \lambda^2 + 9,818 \times 10^{-5} \times \lambda^3 \quad (\text{ps/nm}) \quad (10-8b)$$

La combinaison de ces statistiques conformément aux formules des équations 10-6a, 10-6b et 10-6c – et l'emploi des hypothèses relatives aux liaisons (fibres optiques de 400 km, segments de 10 km, 5 compensateurs de la dispersion) donne les résultats indiqués dans la Figure 10-10. Il

convient de noter que la plus petite des deux gammes de caractérisation des longueurs d'onde est présentée. Même si la gamme pour les fibres optiques est plus large, la gamme de caractérisation pour le compensateur l'est moins.

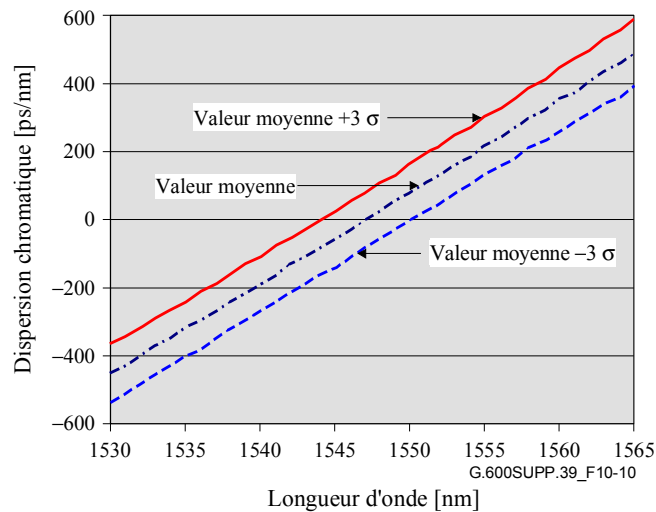


Figure 10-10 – Limites des trois sigma pour la combinaison des fibres optiques G.652 et des compensateurs

Pour la bande C (1530 nm à 1565 nm), la dispersion chromatique de cette liaison compensée est comprise entre ± 600 ps/nm. Dans la Rec. UIT-T G.691, la limite pour la transmission à 10 Gbit/s, en ce qui concerne la dispersion chromatique seule, vaut approximativement 1000 ps/nm pour les émetteurs et les récepteurs qui sont aussi conformes à la Rec. UIT-T G.691.

10.4 Conception statistique de la dispersion des modes de polarisation

Le temps DGD varie de façon aléatoire selon une distribution de Maxwell, caractérisée par la valeur de la dispersion PMD. La dispersion PMD du câble à fibres optiques est aussi spécifiée suivant un format statistique qui peut être combiné avec d'autres éléments de la liaison optique pour déterminer un temps DGD maximal, défini comme une limite de probabilité. Voir l'Appendice I/G.650.2, pour une description de la spécification statistique de la dispersion pour les câbles à fibres optiques. Dans la Rec. G.671 est contenue une description de la manière dont il faut combiner les spécifications concernant la dispersion PMD des autres éléments de la liaison avec celles des câbles à fibres optiques pour déterminer un temps DGD maximal combiné pour la liaison.

$$DGD_{\max_{link}} = \left[DGD_{\max_F}^2 + S^2 \sum_i PMD_{Ci}^2 \right]^{1/2} \quad (10-9)$$

où:

- $DGD_{\max_{link}}$ temps DGD maximal de la liaison (ps)
- DGD_{\max_F} temps DGD concaténé maximal du câble à fibres optiques (ps)
- S facteur d'ajustement de Maxwell (voir le Tableau 10-2)
- PMD_{Ci} dispersion PMD de la i -e composante (ps)

Dans cette équation, on suppose que les statistiques du temps DGD instantané sont données approximativement par une distribution de Maxwell, la probabilité pour que le temps DGD instantané dépasse $DGD_{\max_{link}}$ étant contrôlée par la valeur du facteur d'ajustement de Maxwell, mentionnée dans le Tableau 10-2.

Voir la CEI 61282-3 pour plus de détails, y compris un exemple développé qui indique un temps DGD maximal de la liaison combinée de 30 ps pour une probabilité de $1,3 \times 10^{-7}$.

11 Correction d'erreur directe

La correction d'erreur directe (FEC) est rapidement devenue une technique importante d'amélioration de la qualité de fonctionnement des systèmes optiques de transmission à grande distance et à forte capacité. Elle est déjà bien implantée dans les systèmes hertziens de communication. L'emploi de la correction FEC dans les systèmes optiques de transmission permet de concevoir des systèmes qui peuvent accepter des taux BER relativement grands (bien supérieurs à 10^{-12}) dans la ligne de transmission optique (avant le décodage). En tolérant des paramètres optiques fortement assouplis, l'application de la correction FEC favorise la construction rentable de systèmes optiques de transmission à grande distance et à forte capacité.

Des définitions relatives à la correction FEC sont données le Tableau 11-1:

Tableau 11-1 – Terminologie relative à la correction FEC

Bit d'information (octet)	Signal numérique initial devant être codé FEC avant la transmission
Bit de parité FEC (octet)	Bit redondant (octet) produit par le codage FEC
Mot de code	bit d'information (octet) plus bit de parité FEC (octet)
Débit des codes R	Rapport débit binaire sans correction FEC sur débit binaire avec correction FEC ($R = 1$ pour la correction FEC dans la bande)
Gain de codage	Réduction des valeurs du facteur Q à un taux BER spécifié (par exemple, 10^{-12}) avec l'hypothèse d'un bruit gaussien blanc et d'un récepteur de référence théorique
Gain net de codage (NCG, <i>net coding gain</i>)	Gain de codage corrigé par l'augmentation du bruit causé par l'expansion de la largeur de bande, nécessaire aux bits FEC avec l'hypothèse d'un bruit gaussien (correction FEC hors bande)
Facteur Q_b	Facteur Q corrigé par le facteur d'expansion de la largeur de bande $1/\sqrt{R}$
Taux BER _{in}	Taux BER du signal de ligne codé (= taux BER du signal d'entrée dans le décodeur FEC)
Taux BER _{out}	Taux BER du signal client décodé (= taux BER du signal de sortie du décodeur FEC)
Codes BCH	Codes de Bose-Chaudhuri-Hocquenghem: les plus couramment employés étant les codes binaires
Codes RS	codes de Reed-Solomon, la sous-classe non binaire des codes BCH la plus couramment employée
Code xxx (n, k)	xxx = classe de codes (BCH ou RS) n = nombre de bits de mots de code (octets) k = nombre de bits d'information (octets)

Actuellement, deux schémas de correction FEC sont recommandés pour les systèmes optiques de transmission, à savoir la "correction FEC dans la bande" pour les systèmes SDH et la "correction FEC hors bande" pour les réseaux optiques de transport (OTN) (la correction FEC hors bande a initialement été recommandée pour les systèmes optiques sous-marins). La terminologie "dans la bande" et "hors bande" renvoie à la largeur de bande client. Les bits de parité FEC dans la bande sont incorporés dans une partie précédemment inemployée de l'entité de la section des signaux SDH, de façon que le débit binaire n'augmente pas. Contrairement aux signaux SDH, les signaux OTN qui comportent un espace pour les bits FEC (unité de transport d'ordre k dans le canal

optique (OTUk, *optical channel transport unit of order k*) ont un débit binaire plus élevé que les signaux équivalents avant que la correction FEC ne soit ajoutée (unité de données d'ordre k pour le canal optique (ODUK, *optical channel data unit of order k*)). Les signaux OTN sont donc codés au moyen de la correction FEC hors bande, qui implique une légère augmentation du débit de ligne. Dans la Rec. UIT-T G.709/Y.1331 est aussi prévue l'option d'une correction FEC hors bande non normalisée, et optimisée pour une efficacité supérieure.

11.1 Correction d'erreur directe dans la bande dans les systèmes en hiérarchie numérique synchrone

La correction FEC dans la bande est décrite dans le § 9.2.4/G.707/Y.1322, Annexe A/G.707/Y.1322, Appendice IX/G.707/Y.1322 et Appendice X/G.707/Y.1322. Le code est en option dans les systèmes monocanal et multicanal à modules STM-16, -64, et -256. Le code est un code BCH binaire à correction d'erreurs triple, plus précisément un code BCH (4359, 4320) abrégé. Jusqu'à 3 erreurs sur les bits peuvent être corrigées dans un mot de code à 4 359 bits. Le mot de code est un flux de signaux à entrelacement de 8 bits, de 270×16 octets d'une rangée de la trame STM-N. Des erreurs continues jusqu'à 24 bits dans chaque rangée d'une trame STM-16, -64 ou -256 peuvent être corrigées.

Si des erreurs se produisent de façon aléatoire, le taux BER après le décodage $P_c = \text{BER}_{\text{out}}$ s'exprime, au moyen du taux BER brut $p = \text{BER}_{\text{in}}$ (avant le décodage), comme suit pour $N = 4359$.

$$P_c = \sum_{i=4}^N \frac{i}{N} \times \binom{N}{i} \times p^i \times (1-p)^{N-i} \quad (11-1)$$

11.2 Correction d'erreur directe hors bande dans les réseaux optiques de transport

La correction FEC hors bande est décrite dans le § 11.1/G.709/Y.1331 et à l'Annexe A/G.709/Y.1331, et en tant que modification du code hors bande dans la Rec. UIT-T G.975. Dans la Rec. UIT-T G.709/Y.1331 est spécifiée l'interface de nœud de réseau (NNI, *network node interface*) dans un réseau OTN où le code RS(255,239) est inclus en option. Dans la Rec. UIT-T G.975, il est recommandé d'employer le format de trames pour les systèmes sous-marins. Y est aussi décrite la performance du code RS(255,239). Ce code est un code RS de correction des erreurs de symbole, de sorte que le nombre d'octets est employé dans la désignation. Jusqu'à 8 octets dans le mot de code peuvent être corrigés. La trame G.709/Y.1331 emploie l'entrelacement à 16 octets, donc des erreurs continues à 1024 bits peuvent être corrigées.

Si des erreurs se produisent de façon aléatoire, le taux BER après le décodage $P_c = \text{BER}_{\text{out}}$ s'exprime, au moyen du taux BER brut $p = \text{BER}_{\text{in}}$ (avant le décodage), comme suit:

$$P_{UE} = \sum_{i=9}^N \frac{i}{N} \times \binom{N}{i} \times P_{SE}^i \times (1-P_{SE})^{N-i}$$

$$p = 1 - (1 - P_{SE})^{1/8} \quad (11-2)$$

$$P_c = 1 - (1 - P_{UE})^{1/8}$$

où P_{UE} est la probabilité d'avoir une erreur non corrigable, et P_{SE} est la probabilité d'avoir une erreur de symbole (octet); $N = 255$.

11.3 Gain de codage et gain net de codage

Dans le cas d'erreurs réparties aléatoirement dans le signal de ligne codé, un décodeur FEC réduit la ligne ou le taux BER brut jusqu'à une valeur de référence requise dans le signal de données utiles. Le gain de codage peut donc être considéré comme la relation entre ces taux d'erreurs sur les bits. Afin de définir un paramètre de gain de codage qui soit plus en rapport avec le système, la réduction du taux BER par la correction FEC est habituellement transformée en une valeur dans la bande fondée sur un système de référence théorique. Il est usuel de définir le gain de codage comme la réduction du rapport signal sur bruit à un taux BER de référence. Cette définition est directement applicable à une correction FEC dans la bande parce que son utilisation n'implique pas une augmentation du débit binaire ni une augmentation du bruit au niveau du circuit de décision en raison de l'expansion de la largeur de bande du récepteur. La performance d'une correction FEC hors bande peut mieux être caractérisée par un paramètre modifié de gain de codage. Dans les systèmes hertziens de transmission, le paramètre gain net de codage est bien établi pour la correction FEC hors bande. Il tient compte du fait que l'extension de la largeur de bande nécessaire à ces schémas de correction FEC est associée à une augmentation du bruit dans le récepteur.

En se fondant sur la valeur du gain NCG, on peut évaluer précisément le gain réalisable des systèmes à rapport signal sur bruit optiques (OSNR) limité. Dans ce cas, la réduction du rapport signal sur bruit électrique due au taux BER de ligne plus élevé rend compte de la réduction admise du rapport OSNR. Dans les systèmes qui mettent en jeu des contributions supplémentaires de bruit qui n'est pas blanc, le compromis entre la réduction de la sensibilité due à l'expansion de la largeur de bande et le gain de codage est beaucoup plus compliqué. Pour la comparaison des schémas de correction FEC à grande efficacité avec différents débits de codes (mais semblables) employés dans des systèmes à grande distance, le paramètre gain NCG est une bonne mesure. Il convient de noter, toutefois, que cette comparaison n'est valable que dans les systèmes limités par des sources de bruit blanc. Dans le cas où il existerait une dégradation importante due à la détérioration (presque déterministe) des signaux, la dégradation peut augmenter rapidement avec le débit binaire et rendre la comparaison caduque. Même dans les systèmes fonctionnant en régime fortement non linéaire de la fibre optique de transmission, l'application du gain NCG ne présente qu'un intérêt limité, parce que le bruit associé ne peut être caractérisé par un bruit gaussien blanc.

NOTE 1 – Dans des cas particuliers d'utilisation du codage FEC pour réduire le rapport OSNR minimal admissible (par exemple, pour un nombre de canaux plus élevé), la réduction du rapport OSNR peut être plus forte que le gain net de codage. Cela est dû au fait que, dans le cas où le bruit au niveau du circuit de décision possède une importante contribution provenant d'une source autre que celle de la contribution due au rapport OSNR, l'augmentation de la contribution au bruit due au rapport OSNR seul est plus forte que l'augmentation totale.

Définition du gain net de codage

Le gain NCG est caractérisé tant par le débit des codes R que par le taux maximal admis BER_{in} du signal d'entrée dans le décodeur FEC, qui peut être réduit à un taux de référence $BER_{out} = B_{ref}$ en appliquant l'algorithme de correction FEC. En outre, le gain NCG doit renvoyer à un canal symétrique binaire avec un bruit blanc gaussien ajouté:

$$NCG = 20 \log_{10} \left[\operatorname{erfc}^{-1}(2 B_{ref}) \right] - 20 \log_{10} \left[\operatorname{erfc}^{-1}(2 B_{in}) \right] + 10 \log_{10} R \quad (\text{dB}) \quad (11-3)$$

où erfc^{-1} est l'inverse de la fonction d'erreur complémentaire $\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x)$.

NOTE 2 – $R = 1$ pour la correction FEC dans la bande.

Voir les Figures 11-1 et 11-2.

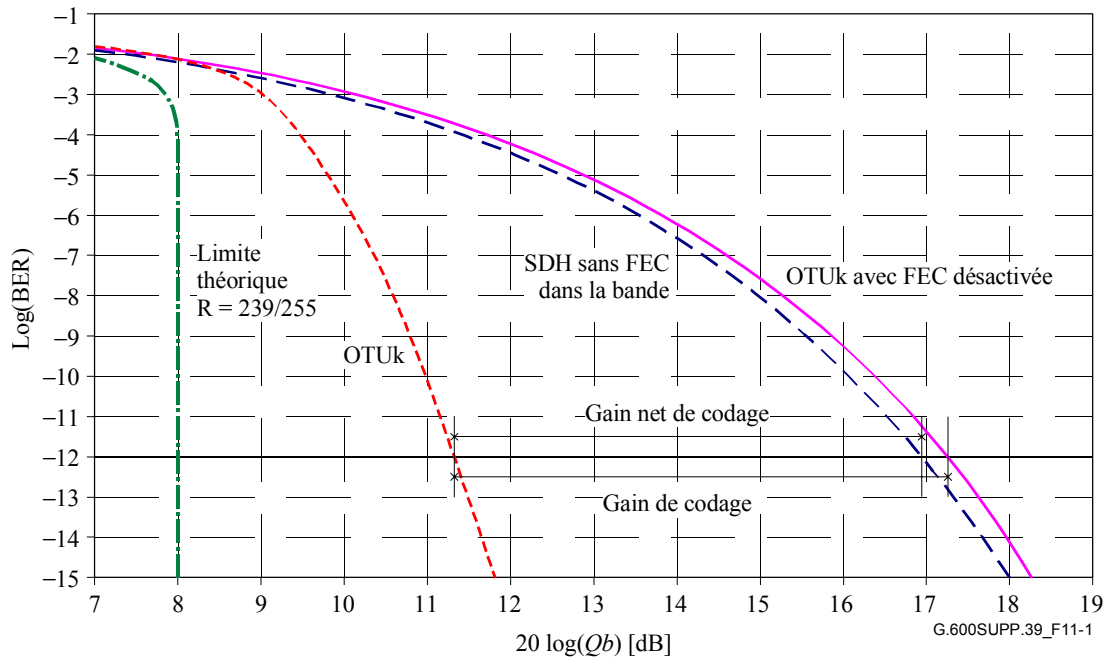


Figure 11-1 – Evaluation de la performance du schéma de correction FEC G.709/Y.1322

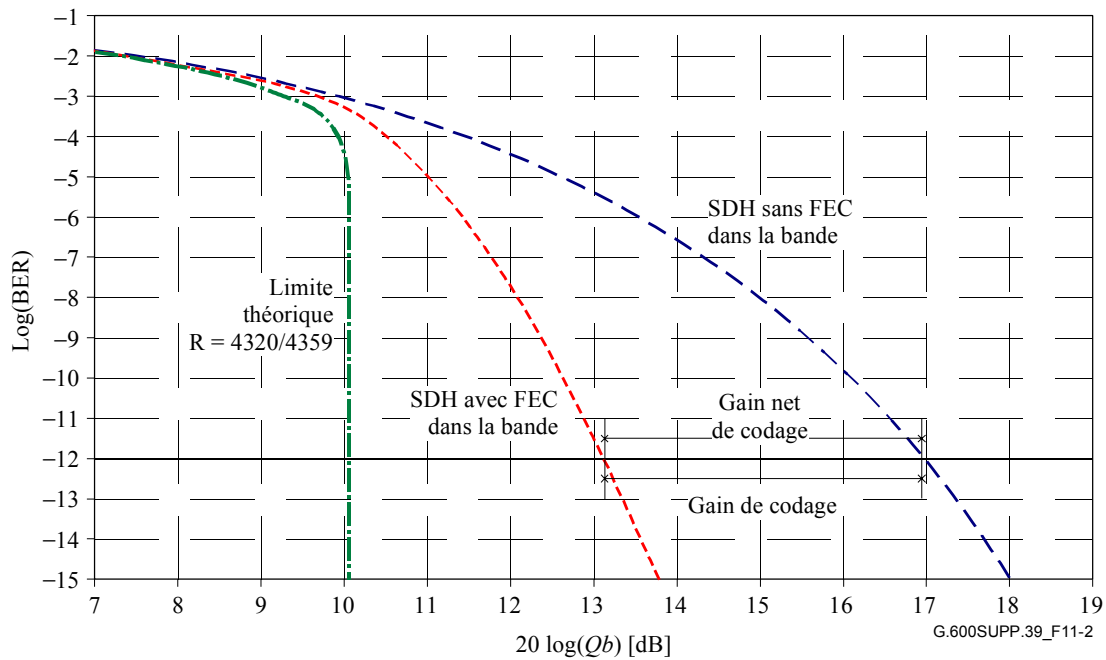


Figure 11-2 – Evaluation de la performance du schéma de correction FEC G.707/Y.1322

Il convient de noter que l'égalité suivante s'applique:

$$20 \log_{10} Qb = 20 \log_{10} Q - 10 \log_{10} R \quad (11-4)$$

L'axe horizontal est $20 \log_{10} Qb$ dans la bande, tandis que l'axe vertical est $\text{Log}(\text{BER})$. Le gain net de codage en termes de $20 \log_{10} Qb$ est équivalent à la réduction admise du rapport OSNR lorsque le système de ligne emploie des amplificateurs optiques et que le bruit induit par l'émission ASE est la seule source importante de bruit au niveau du circuit de décision.

Voir Tableau 11-2.

Tableau 11-2 – Performance des corrections FEC normalisées

	Correction FEC dans la bande BCH (4359, 4320)	Correction FEC hors bande RS (255,239)
Application	SDH	OTN
BER_{in} pour BER_{out} = BER_{ref} = 10⁻¹²	2,9 × 10 ⁻⁶	1,8 × 10 ⁻⁴
Gain de codage (BER_{ref} = 10⁻¹²) en dB	3,8	5,9
Gain net de codage (BER_{ref}=10⁻¹²) en dB	3,8	5,6
Débit des codes	1	239/255

11.4 Limites théoriques du gain net de codage pour quelques schémas de correction d'erreur directe hors bande non normalisés

En se fondant sur les résultats de base de la théorie de l'information, par exemple ceux mentionnés dans la référence [23], on peut déterminer les limites théoriques du gain NCG en fonction du débit des codes. Quelques résultats sont donnés dans le Tableau 11-3 pour BER_{ref} = 10⁻¹².

Tableau 11-3 – Limites théoriques du gain NCG

Expansion de la largeur de bande en %	Débit des codes <i>R</i>	Gain NCG en dB (BER_{ref} = 10⁻¹²)
5	0,952	8,6
7	0,935	9,0 (Note)
10	0,909	9,4
15	0,870	9,9
20	0,833	10,3
25	0,800	10,6

NOTE – Correspond au débit des codes pour la correction FEC hors bande normalisée.

11.5 Hypothèse statistique pour le gain de codage et le gain net de codage

Les résultats de l'évaluation de la qualité de fonctionnement dans le Tableau 11-2 ne sont valables qu'à condition de supposer que les erreurs se produisent de façon aléatoire. Ici, une erreur est définie comme étant aléatoire lorsqu'elle obéit à la fonction de distribution suivante:

$$P_k(t) = \frac{(\rho t)^k}{k!} \exp \{- \rho t\} \tag{11-5}$$

L'équation 11-5 contient la définition bien connue de la distribution de Poisson qui permet d'obtenir la probabilité pour que des événements aléatoires se produisent *k* fois au cours de l'intervalle de temps *t*. En employant *k* = 1 dans l'équation 11-5, on obtient la probabilité pour qu'une erreur sur un bit se produise. La courbe théorique de la fonction de distribution aléatoire des erreurs sur un bit est représentée dans la Figure 11-3 pour un taux BER de 1 × 10⁻⁶.

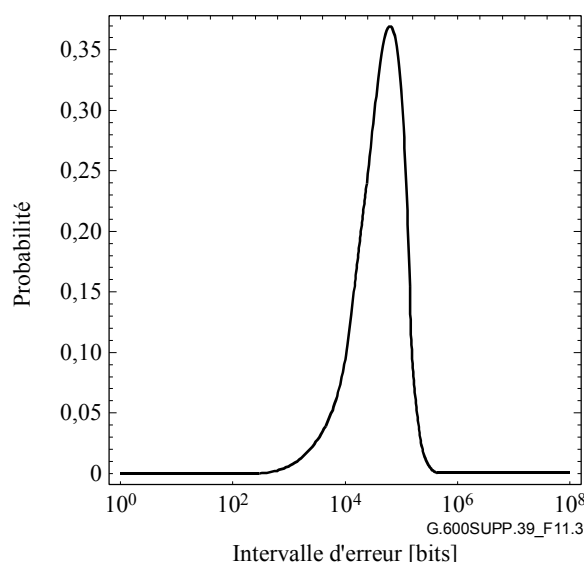


Figure 11-3 – Courbe théorique donnant la probabilité, en fonction de l'intervalle de temps, pour qu'une erreur sur un bit se produise

Il convient de noter que l'échelle sur l'axe horizontal est logarithmique. Lorsque les erreurs statistiques obéissent à la courbe de la Figure 11-2, la performance de la correction FEC est conforme aux prévisions théoriques qui sont données dans le Tableau 11-2. Le cas où les erreurs statistiques n'obéissent pas à la courbe de la Figure 11-2 doit faire l'objet d'un complément d'étude.

Plusieurs sources peuvent être à l'origine d'erreurs dans les systèmes de transmission optique, telles que le bruit d'émission ASE, la dispersion de la vitesse de groupe (*GVD, group velocity dispersion*), la dispersion PMD. En outre, des effets non linéaires peuvent nuire à la qualité de fonctionnement du signal en raison de l'automodulation SPM, de la diffusion stimulée de Brillouin (*SBS, stimulated Brillouin scattering*), de l'instabilité de modulation (*MI, modulation instability*) dans les systèmes monocanal, et de la modulation XPM, du mélange FWM et de la diffusion stimulée de Raman (*SRS, stimulated Raman scattering*) dans les systèmes multicanal. La correction FEC s'est avérée efficace dans les systèmes à rapport OSNR limité ainsi que dans les systèmes à dispersion limitée. En ce qui concerne les effets non linéaires, la réduction de la puissance de sortie conduit à des limitations du rapport OSNR, cas dans lesquels la correction FEC est utile. Elle l'est cependant moins dans le cas de la dispersion PMD limitée. Le traitement de la dispersion PMD doit donc faire l'objet d'un complément d'étude. Des propositions d'assouplissement des paramètres optiques au moyen de la correction FEC sont décrites ci-après. La combinaison des différentes propositions doivent faire l'objet d'un complément d'étude.

11.6 Propositions d'assouplissement des paramètres

Au moyen de la correction FEC, on peut assouplir les paramètres optiques si l'hypothèse sur l'occurrence aléatoire des erreurs est valable.

11.6.1 Assouplissement des caractéristiques de l'émetteur et/ou du récepteur

Le taux BER maximal peut être relâché de 10^{-12} vers les valeurs énumérées dans la troisième ligne du Tableau 11-2 pour l'assouplissement maximal. Cela permet de réduire le rapport OSNR au niveau du circuit de décision. En supposant qu'un rapport OSNR donné dans un système de référence sans correction FEC soit suffisant pour produire le taux BER requis, le gain de codage obtenu en ajoutant la correction FEC au système peut être employé pour assouplir les paramètres dans l'émetteur et/ou le récepteur. Nombreux sont les paramètres qui pourraient bénéficier de cela. Par exemple, les spécifications concernant: la puissance totale émise, le masque en œil, le taux d'extinction, le bruit électrique du récepteur PIN, la valeur du bruit d'un préamplificateur optique,

l'isolation des filtres de démultiplexage ou, dans une certaine mesure, les caractéristiques de la fonction de transfert du récepteur déterminant l'interférence intersymboles et la largeur de bande du bruit avant la décision.

11.6.2 Réduction des niveaux de la puissance de sortie pour économiser la puissance de pompage

La réduction des niveaux de sortie de l'émetteur et des amplificateurs de ligne par la valeur du gain NCG conduit à réduire le rapport OSNR à la fin d'une chaîne d'amplificateurs optiques. Le bruit électrique associé plus élevé et donc le taux BER plus élevé sont compensés par la correction FEC. Le même principe peut s'appliquer aux applications à travée unique avec un récepteur optiquement préamplifié. L'application de la correction FEC dans un système à travée unique sans récepteur optiquement préamplifié produit une puissance de sortie de l'émetteur qui permet d'économiser la moitié de la valeur du gain NCG, parce que dans ce cas le système est limité par le bruit électrique du récepteur.

11.7 Propositions d'amélioration des caractéristiques du système

11.7.1 Réduction des niveaux de puissance pour éviter la non-linéarité

La réduction des niveaux de puissance d'entrée et de sortie des amplificateurs optiques impose un rapport OSNR limité au système subissant les effets non linéaires, à condition que les autres paramètres restent inchangés. La réduction de la puissance conformément à la valeur du gain NCG, et même plus, est faisable comme indiqué dans la Note du § 11.3. Par exemple, après que les niveaux de puissance ont diminué, les paramètres du système multicanal pour les fibres optiques G.652 et G.655 peuvent aussi être appliqués aux fibres optiques G.653. Une spécification commune pour les systèmes devient donc possible, valable pour tous les types de fibres optiques.

11.7.2 Augmentation de l'atténuation maximale dans la travée

Si le système à travées multiples n'est pas à dispersion chromatique limitée (et s'il emploie des fibres optiques G.652 avec adaptation à la dispersion, G.653 ou G.655), la distance escomptée de la travée peut être étendue. La puissance d'entrée de chacun des amplificateurs de ligne peut être réduite d'une quantité égale au gain net de codage. L'atténuation maximale dans la travée peut donc être augmentée de cette quantité (cas maximal). L'assouplissement peut permettre d'éliminer les répéteurs inutiles dans le système avec des pertes légèrement plus grandes que celles spécifiées. L'extension de la distance d'un système à dispersion limitée doit faire l'objet d'un complément d'étude.

NOTE – Dans un système à travée unique sans préamplificateur, l'augmentation de l'atténuation maximale le long du trajet est égale à la moitié de la valeur du gain NCG seulement, parce dans ce cas le système est limité par le bruit électrique du récepteur.

11.7.3 Augmentation du nombre maximal de travées pour un système à grande distance

La distance totale escomptée d'un système à grande distance peut énormément être étendue par l'augmentation du nombre de travées (et aussi les amplificateurs de ligne), en supposant que la dispersion chromatique et la dispersion des modes de polarisation ne deviennent pas des facteurs limitatifs (c'est-à-dire que le système conserve un rapport OSNR limité). À condition que l'atténuation dans chaque travée soit la même et reste constante, le nombre maximal de travées peut être augmenté d'un facteur dont la valeur est celle du gain NCG. Dans le cas de la correction FEC normalisée hors bande, la distance escomptée peut être augmentée d'un facteur presque égal à 4. L'extension de la distance d'un système dont le rapport OSNR n'est pas limité doit faire l'objet d'un complément d'étude.

11.7.4 Augmentation du nombre de canaux pour les systèmes à forte capacité

Lorsqu'un système à travées multiples est limité par la puissance de sortie des amplificateurs optiques, le nombre de canaux peut être augmenté d'un facteur dont la valeur est celle du gain NCG. Dans le cas de la correction FEC normalisée hors bande, le nombre de canaux peut être augmenté d'un facteur presque égal à 4. Il convient de noter que cette méthode peut être employée aussi longtemps que le système de référence n'est pas pris en charge par les effets non linéaires, ce qui peut changer en réduisant la puissance dans le canal. Par exemple, la modulation autophase (SPM) ne peut être utilisée pour compenser la dispersion chromatique si la puissance du canal est inférieure au seuil de la modulation autophase (SPM).

12 Compatibilité transversale et longitudinale dans la couche Physique

Le présent paragraphe décrit la compatibilité transversale dans la couche Physique, telle qu'elle est employée dans les Recommandations UIT-T G.957, G.691, G.693 et G.959.1. Y sont aussi données des définitions des configurations possibles qui pourraient constituer les fondements d'une normalisation future des systèmes à travées multiples.

Toutes les configurations traitées ici concernent des systèmes point à point. Des configurations plus complexes doivent faire l'objet d'un complément d'étude.

12.1 Compatibilité transversale dans la couche Physique

12.1.1 Compatibilité transversale dans la couche Physique pour les systèmes à travée unique

Dans les Recommandations UIT-T G.957, G.691, G.693 et G.959.1, les applications sont par définition "compatibles transversalement", impliquant que les extrémités d'une section optique peuvent se terminer par des équipements provenant de fabricants différents. Ceci est illustré dans la Figure 12-1. Un ensemble complet de définitions des paramètres et de leurs valeurs associées au niveau des points d'interface MPI-S et MPI-R est donc nécessaire pour prendre en charge une telle interface.

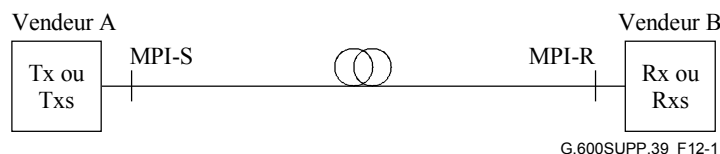


Figure 12-1 – Compatibilité transversale dans la couche Physique pour les systèmes à travée unique

NOTE – Les points des interfaces nommés MPI-S et MPI-R dans la Figure 12-1 ont des étiquettes différentes (et des paramètres d'interface différents) dans les diverses Recommandations, mais le même principe s'applique aux interfaces tant monocanal que multicanal. A l'heure actuelle, les applications multicanal transversalement compatibles ne sont considérées que dans la Rec. UIT-T G.959.1.

12.1.2 Compatibilité transversale complète dans la couche Physique pour les systèmes à travées multiples

Actuellement, dans la Rec. UIT-T G.691 seuls les systèmes à travées multiples sont spécifiés. Initialement, il était prévu d'inclure aussi des systèmes à travées multiples utilisant des amplificateurs optiques de ligne, comme représenté dans la Figure 12-2. Lorsque la première version de la Rec. UIT-T G.691 a été publiée, il a toutefois été convenu de ne pas inclure ces applications à travées multiples.

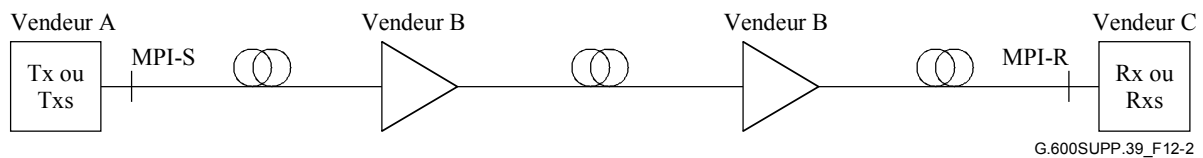


Figure 12-2 – Compatibilité transversale complète dans la couche Physique pour les systèmes à travées multiples

Dans la Figure 12-2 est illustré le cas de la compatibilité transversale complète, dans lequel les amplificateurs sont fournis par un vendeur différent de celui qui fournit l'équipement de terminaison. Ce cas nécessite la spécification du plan du canal et des détails complets sur le canal optique de surveillance (OSC), lorsque celui-ci est employé.

Ce cas peut aussi nécessiter la spécification de certains paramètres tels que la perte et les niveaux de puissance par travée, ainsi que d'autres paramètres tels que la dispersion chromatique, la dispersion PMD et la non-linéarité à "gérer" sur l'ensemble de la liaison.

12.1.3 Compatibilité transversale partielle dans la couche Physique pour les systèmes à travées multiples

Il est aussi possible de définir une configuration supplémentaire dans laquelle l'équipement de terminaison à chacune des deux extrémités est fourni par le même vendeur. Ceci s'appelle compatibilité transversale partielle et est illustré dans la Figure 12-3.

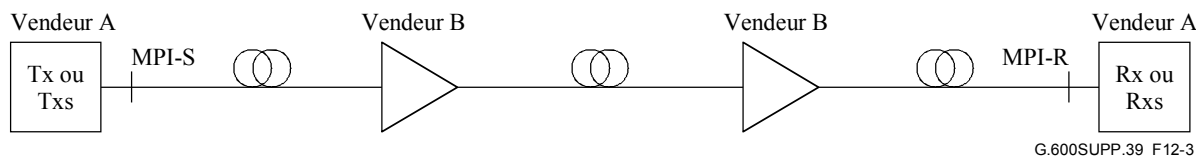


Figure 12-3 – Compatibilité transversale partielle dans la couche Physique pour les systèmes à travées multiples

Cette autre possibilité nécessite des spécifications relatives aux caractéristiques physiques qui sont pour la plupart les mêmes que celles qui s'appliquent à la compatibilité transversale complète à travées multiples. Celles qui concernent le plan exact du canal ne doivent toutefois pas être spécifiées. La gamme des longueurs d'onde de fonctionnement du système est exigée.

12.1.4 Compatibilité transversale dans une interface unique pour les systèmes à travées multiples

Une autre possibilité (qui peut nécessiter une spécification moindre des caractéristiques physiques, comparée à celle qui est nécessaire à la compatibilité transversale complète pour les systèmes à travées multiples) est celle qui est illustrée dans la Figure 12-4. Cette configuration n'a toutefois pas été étudiée au sein de l'UIT-T. Ici, seul un point d'interface est défini pour la liaison (soit du côté de l'émetteur, soit du côté du récepteur) et un seul vendeur fournit l'ensemble de l'équipement d'un côté de l'interface.

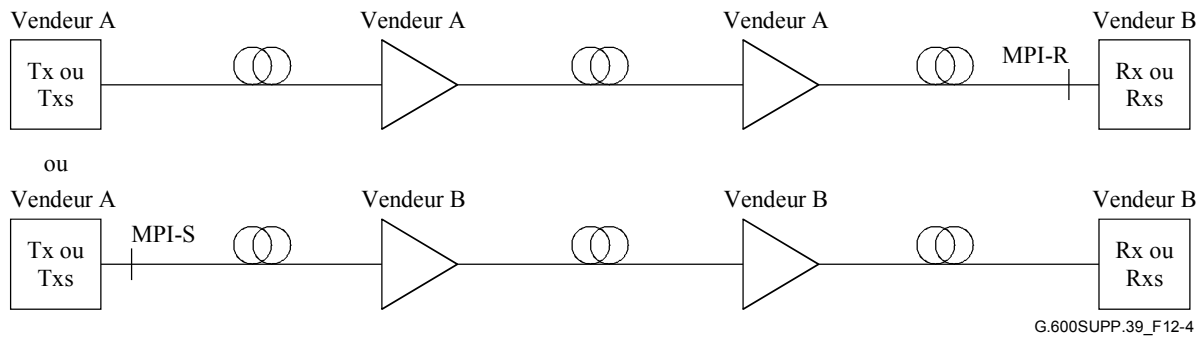


Figure 12-4 – Compatibilité transversale dans une interface unique pour les systèmes à travées multiples

Les spécifications des caractéristiques physiques nécessaires à cette configuration doivent faire l'objet d'un complément d'étude. Elles devront toutefois comporter des détails sur le plan exact du canal.

12.2 Compatibilité longitudinale dans la couche Physique

Contrairement à ce qui précède, une application qui est définie comme étant "longitudinalement compatible" implique que les deux extrémités d'une section optique se terminent par un équipement provenant du même fabricant. Dans ce cas, un ensemble plus restreint de paramètres que pour les systèmes transversalement compatibles est nécessaire. Ici, seules les caractéristiques des câbles (atténuation, dispersion, temps DGD, réflexions) sont spécifiées. Un système longitudinalement compatible à travée unique est illustré dans la Figure 12-5.

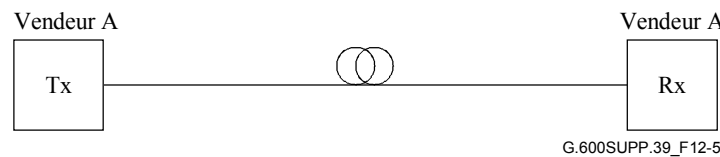


Figure 12-5 – Compatibilité longitudinale dans la couche Physique pour les systèmes à travée unique

Pour les systèmes à travées multiples, la compatibilité longitudinale est aussi possible. La situation est semblable à celle qui prévaut pour les systèmes longitudinalement compatibles à travée unique, où tout l'équipement actif provient du même fournisseur. Ceci est illustré dans la Figure 12-6. Comme dans le cas d'une travée unique, seul un nombre très restreint de paramètres doit être spécifié, même si la dispersion chromatique et la dispersion PMD doivent être gérées de bout en bout.

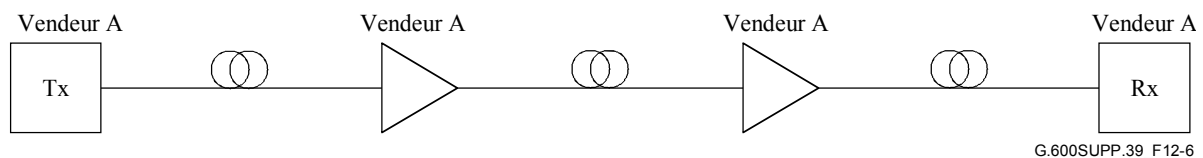


Figure 12-6 – Compatibilité longitudinale dans la couche Physique pour les systèmes à travées multiples

12.3 Ingénierie commune

Les deux Recommandations UIT-T suivantes contiennent des sections sur l'ingénierie commune:

- Rec. UIT-T G.955: ingénierie commune: processus selon lequel des Administrations/opérateurs conviennent d'un ensemble de caractéristiques d'interface de liaison optique répondant à des critères de qualité de fonctionnement de la liaison convenus lorsque les spécifications d'interface disponibles dans les Recommandations de l'UIT-T ne suffisent pas à assurer le niveau de qualité de fonctionnement requis.
- Rec. UIT-T G.957: dans un certain nombre de cas, on pourra envisager des études techniques communes pour définir les paramètres de sections optiques lorsque les spécifications d'interface de la Rec. UIT-T G.957 seront inadéquates, situation qui se produira probablement lorsque la valeur d'affaiblissement par section sera supérieure (par exemple 2 dB) à la valeur spécifiée dans la Rec. UIT-T G.957 mais qui pourra également intervenir dans le cas d'autres paramètres.

Dans de tels cas, il appartiendra aux Administrations/opérateurs concernés de spécifier de façon plus rigoureuse les aspects du système pour lesquels les spécifications de la Rec. UIT-T G.957 ne sont pas satisfaisantes. Il importe de souligner ici que toute situation appelant une "ingénierie commune" sera probablement spécifique – de sorte qu'il serait inutile de chercher à normaliser les valeurs des paramètres de ces systèmes. Il faudra plutôt que les administrations/opérateurs concernés s'entendent sur les critères à respecter et procèdent ensuite à des négociations avec les fabricants quant aux possibilités réelles. Dans un tel processus, les deux extrémités de la liaison de transmission seront très souvent fournies par le même fabricant, car seule une optimisation parallèle des émetteurs et des récepteurs permettra de respecter les critères fixés.

Il faut néanmoins souligner que s'il serait effectivement futile de spécifier des valeurs de paramètre applicables à des systèmes élaborés dans le cadre d'une approche "d'ingénierie commune", il serait bon que les Administrations/opérateurs ou fabricants concernés suivent les directives générales et l'approche technique de la Rec. UIT-T G.957. Il serait notamment utile d'utiliser les mêmes définitions de paramètre (par exemple, sensibilité du récepteur au point de référence R, conditions de température, caractéristiques de vieillissement, etc.).

13 Considérations sur la conception des réseaux optiques à commutation

Des fondements sur le plan architectural pour la mise en réseau optique à commutation sont donnés dans la Rec. G.8080/Y.1304. Du point de vue de l'ingénierie des systèmes de transmission optique pour les réseaux optiques à commutation, on peut considérer deux cas, en fonction de l'emplacement des terminaisons 3R dans le réseau optique à commutation.

Lorsque l'élément de réseau, chargé de la commutation du signal optique, assure aussi la terminaison 3R, les sections optiques de chaque côté de l'élément de réseau commutateur peuvent être mises au point séparément. Des principes de conception, soit applicables au cas le plus défavorable soit adoptant le point de vue statistique, peuvent être employés pour assurer une qualité de fonctionnement du système de bout en bout conforme à l'attribution des objectifs en matière de qualité de fonctionnement énoncés dans les Recommandations UIT-T G.828 et G.8201.

Lorsque l'élément de réseau, chargé de la commutation/du réacheminement du signal optique, n'assure pas la terminaison 3R (par exemple, un répartiteur optique transparent), il est généralement très difficile de réaliser un taux convenable d'erreur sur les bits pour les connexions optiques à commutation sans imposer des contraintes sévères à l'ensemble du réseau. Par exemple, l'action d'un élément transparent de réseau chargé de la commutation, qui vise à effectuer le réacheminement sur une section optique multiplex (OMS, *optical multiplex section*), pourrait conduire à un nouveau trajet de transmission de caractéristiques optiques différentes, dépassant éventuellement les limites conceptuelles requises pour la qualité de fonctionnement des signaux

client pris en charge par la section optique de transmission (OTS, *optical transmission section*). La suppression de tels cas peut être envisagée au moyen d'une planification à l'avance des connexions réalisables pour les signaux réacheminés ou au moyen d'une ingénierie commune.

Les contraintes éventuelles, imposées au temps nécessaire à la réalisation des réseaux optiques à commutation par le comportement dynamique des amplificateurs optiques ou d'autres éléments optiques dans la liaison de transmission, sort du cadre du présent Supplément.

14 Bonnes pratiques liées à la sécurité en matière de puissance optique

14.1 Examen visuel

14.1.1 Examen visuel des fibres optiques

Les extrémités des fibres optiques ou les faces de connecteurs ne devraient pas être examinées sans protection des yeux ou à travers un collimateur qui n'est pas approuvé par l'exploitant.

14.1.2 Aides à l'examen visuel

Il convient de n'employer que des aides à l'examen visuel qui soient filtrantes et atténuantes et approuvées par l'exploitant.

14.2 Extrémités des fibres optiques

14.2.1 Terminaison

Toute extrémité unique ou multiple qui s'avère être inachevée (par exemple, inadaptée, épissée) devrait être individuellement ou collectivement recouverte, lorsqu'il n'y est pas effectué de travaux, à l'aide d'un matériau approprié à la longueur d'onde et à la puissance. Elle ne devrait pas être directement visible et les extrémités acérées ne devraient pas être apparentes.

Parmi les méthodes adaptées au recouvrement, on peut citer l'emploi d'un ruban protecteur d'épissure. Il convient de toujours placer les embouts sur les connecteurs déconnectés.

14.2.2 Nettoyage

Il convient de n'employer que les méthodes approuvées par l'exploitant pour le nettoyage et la préparation des fibres optiques et des connecteurs optiques. Le nettoyage est indispensable, en particulier pour les systèmes à forte puissance (par exemple, plus de 1 W). Si les faces aux extrémités de ces systèmes ne sont pas nettoyées, des températures élevées non souhaitées peuvent en résulter, qui, dans certains cas, peuvent conduire au phénomène de "fibre-mèche".

Avant la mise sous tension, il convient de s'assurer que les extrémités des fibres optiques sont exemptes de toute contamination.

NOTE – Le phénomène de fibre-mèche se caractérise par des températures très élevées associées à la propagation dans la fibre optique d'une vive lumière blanche qui peut être dangereuse pour le système.

14.2.3 Perte de connecteur

La perte d'un connecteur peut induire une augmentation de la température, en particulier pour les systèmes à forte puissance. Il convient donc de veiller au choix des connecteurs pour les systèmes à forte puissance. Par exemple, dans un système dont la puissance optique émise au niveau du connecteur est de 2 W, une perte de 0,25 dB signifie qu'environ 0,1 W de la puissance optique disponible produit un réchauffement local. Dans un connecteur qui, par exemple, emploie des fibres optiques G.653, on a trouvé qu'il résultait une augmentation de la température de 5° C.

14.2.4 Perte d'épissure

La perte d'une épissure peut induire une augmentation de la température, en particulier pour les systèmes à forte puissance. La puissance disponible pour le réchauffement en cas de perte d'épissure est la même que celle en cas de perte de connecteur. L'effet de réchauffement qui en résulte dépend de l'endroit où la puissance "perdue" est absorbée. Lorsqu'elle est entièrement absorbée localement, à proximité de l'épissure (par exemple, en raison d'une contamination), des augmentations considérables de température pourraient avoir lieu.

14.3 Fibres rubans

Les extrémités des fibres rubans collées ensemble peuvent présenter un niveau de risque supérieur à celui d'une fibre unique. Il convient donc de ne pas coller les fibres rubans en un ruban non séparé, mais d'utiliser des épissures de ruban, à moins que l'exploitant ne l'ait autorisé.

14.4 Cordons d'essai

Lors de l'emploi de cordons d'essai, il convient d'effectuer le branchement à la source de puissance optique en dernier lieu et de débrancher celle-ci en premier lieu.

14.5 Courbures des fibres optiques

Une courbure excessive de la fibre optique peut présenter un risque de défaillance mécanique en raison de la contrainte de flexion, mais peut aussi conduire à un point de réchauffement local avec une transmission de forte puissance. Les courbures qui, localement, ont un petit rayon devraient être évitées.

14.6 Cartes d'extension

Les cartes d'extension ne devraient pas être employées sur les cartes des émetteurs optiques et des amplificateurs optiques. Il convient de ne pas mettre sous tension des sources optiques qui ne sont pas montées sur le bâti des émetteurs.

14.7 Maintenance

Il convient de n'appliquer que les instructions qui sont approuvées par l'exploitant pour l'exploitation et la maintenance du système qui fait l'objet des travaux.

14.8 Equipement d'essai

Il convient d'employer un équipement d'essai de la classe de niveau le plus bas, nécessaire et pratique pour effectuer les tâches, et non un équipement d'essai d'une classe supérieure, compte tenu du niveau de risque de l'emplacement.

14.9 Modification

Il convient de ne pas apporter de modifications non autorisées aux systèmes de communication à fibres optiques ou à l'équipement associé.

14.10 Contrôle des clés

Pour l'équipement soumis à un contrôle des clés, celles-ci devraient être placées sous le contrôle d'une personne chargée par l'administration d'assurer leur utilisation sûre, leur stockage et leur contrôle dans leur ensemble. Les clés de réserve devraient être conservées dans le cadre de procédures strictes de contrôle par un gestionnaire de ligne choisi.

14.11 Étiquettes

Il est rendu compte des étiquettes optiques endommagées ou manquantes à l'administration de ligne de l'exploitant.

14.12 Signes

Des signaux d'avertissement sont requis pour indiquer les zones dont certains emplacements présentent un niveau de risque supérieur au niveau 1M. Des signaux d'indication de zone peuvent être placés en des emplacements dont le niveau de risque est inférieur.

14.13 Alertes

Il devrait être répondu aux alertes du système, en particulier celles qui indiquent que le système APR ou tout autre système de sécurité est hors service, de manière que la réparation puisse avoir lieu dans un temps donné.

Appendice I

Etalement des impulsions dû à la dispersion chromatique

I.1 Objectifs

Le présent appendice se rapporte au § 9.2.1.1. Il contient une expression pour le débit binaire, limité en raison de la dispersion chromatique. Il commence par un résultat publié général qui incorpore

- les coefficients de dispersion de la fibre optique, du premier ordre et du deuxième ordre;
- les paramètres de l'émetteur en ce qui concerne la largeur spectrale, la fluctuation et la largeur de bande de modulation.

I.2 Résultat publié général

Le résultat général de départ figure dans la référence [24], dont les équations sont repérées par des crochets [xx]. Les autres équations sont indiquées au moyen de parenthèses (I-y). Certaines grandeurs ont été changées par souci de simplification et pour éviter toute confusion avec des grandeurs "normalisées".

La forme la plus générale dans le document susmentionné permet d'écrire comme suit la largeur temporelle quadratique moyenne de la durée de l'impulsion de sortie en fonction de la longueur L de la fibre optique:

$$\sigma(L) = \sigma_0 \left[(1 + AC)^2 + A^2(1 + V^2) + E^2(1 + V^2 + C^2)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad [26]$$

Les grandeurs sans dimensions sont les suivantes:

$$V = WT, \quad C = T\Delta\omega, \quad A = \frac{L \partial^2 \beta}{T^2 \partial \omega^2}, \quad E = \frac{L \partial^3 \beta}{2T^3 \partial \omega^3} \quad [21, 22]$$

où β est le nombre d'ondes de propagation. La grandeur suivante:

$$\sigma_0 = \frac{T}{\sqrt{2}} \quad [27]$$

est la durée quadratique moyenne de l'impulsion (en boucle) d'entrée à $L=0$, où l'impulsion d'entrée et le spectre des signaux émis non fluctuants sont des gaussiennes de demi-largeur $\frac{1}{e}$, de T (en unité de temps t) et de W (en unité de fréquence angulaire ω), respectivement (notons que T n'est pas la largeur de la tranche horaire pour un débit binaire donné). L'impulsion de sortie est en général non gaussienne. La phase du champ électrique de l'impulsion fluctuante est donnée par la formule suivante:

$$\omega_m + \Delta\omega \frac{t}{T} \quad [1]$$

où ω_m est la fréquence angulaire moyenne des signaux émis et $\Delta\omega$ est le décalage de fréquence pendant l'impulsion.

I.3 Changement de notation

Passons maintenant à une notation normalisée plus courante et aux largeurs quadratiques moyennes. Les dérivées du nombre d'ondes de propagation par rapport à la fréquence angulaire sont les suivantes:

$$\frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2} = -\frac{\lambda_m^2}{2\pi c} D_m, \quad \frac{\partial^3 \beta}{\partial \omega^3} = \left(\frac{\lambda_m^2}{2\pi c} \right)^2 \left(S_m + \frac{2D_m}{\lambda_m} \right) \quad (I-1)$$

Ici, D_m est le coefficient de dispersion de la fibre optique et S_m est la pente de la dispersion de la fibre optique ($S = dD/d\lambda$), respectivement, tous deux évalués pour la longueur d'onde moyenne des signaux émis $\lambda_m (= 2\pi c/\omega_m)$. Exprimons la largeur spectrale des signaux émis comme une largeur quadratique moyenne des signaux émis de fréquence optique $\nu (= \omega/2\pi)$ de manière qu'on ait:

$$\sigma_\nu = \frac{W}{2\pi\sqrt{2}} \quad (I-2)$$

De même, la fluctuation de l'équation [1] est donnée par la formule suivante:

$$2\pi \left(\nu_m + \frac{t\Delta\nu}{\sigma_0\sqrt{2}} \right) \quad (I-3)$$

où ν_m est la fréquence optique moyenne des signaux émis et $\Delta\nu$ est le décalage de la fréquence optique pendant l'impulsion.

Avec les notations précédentes, les termes dans les équations [21, 22] deviennent les suivants:

$$V = 4\pi\sigma_0\sigma_\nu, \quad C + 2\pi\sqrt{2}\sigma_0\Delta\nu, \quad A = -\frac{\lambda_m^2 D_m L}{4\pi c \sigma_0^2}, \quad E = \left(\frac{\lambda_m^2}{2\pi c} \right)^2 \left(\frac{S_m + \frac{2D_m}{\lambda_m}}{8\sigma_0^3\sqrt{2}} \right) L \quad (I-4)$$

de manière que l'équation [26] pour la durée quadratique moyenne de l'impulsion de sortie non gaussienne devienne l'équation suivante:

$$\sigma^2 = \left(\sigma_0 - \frac{\lambda_m^2 D_m L \Delta v}{c \sqrt{2}} \right)^2 + \left(\frac{\lambda_m^2 D_m L}{c} \right)^2 \left[(4\pi \sigma_0)^{-2} + \sigma_v^2 \right] + \frac{L^2}{8} \left\{ \left(\frac{\lambda_m^2}{c} \right)^2 \left(S_m + \frac{2 D_m}{\lambda_m} \right) \left[(4\pi \sigma_0)^{-2} + \sigma_v^2 + \frac{1}{2} (\Delta v)^2 \right] \right\}^2 \quad (\text{I-5})$$

Ceci est toujours le résultat le plus général, mais en notation "familiale". Il incorpore la dispersion, la pente de la dispersion, la fluctuation et les largeurs de l'impulsion d'entrée et du spectre des signaux émis.

I.4 Simplification dans un cas particulier

Ici nous ne tenons pas compte de la fluctuation et de la dispersion du deuxième ordre. Dans les équations I-4, nous avons donc les identités suivantes:

$$C, E = 0 \quad (\text{I-6})$$

et, afin de simplifier la notation, nous avons omis l'indice m indiquant l'évaluation pour la longueur d'onde moyenne. L'équation I-5 se réduit alors à ce qui suit:

$$\sigma^2(L) = \sigma_0^2 + \sigma_D^2(L) \quad (\text{I-7})$$

où l'étalement temporel dû à la dispersion chromatique est le suivant:

$$\sigma_D = \frac{\lambda^2 DL}{c} \left[\sigma_v^2 + (4\pi \sigma_0)^{-2} \right]^{\frac{1}{2}} = DL \left[\sigma_\lambda^2 + \left(\frac{\lambda^2}{4\pi c \sigma_0} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{I-8})$$

où:

$$\sigma_\lambda = \frac{\lambda^2}{c} \sigma_v$$

L'expression est donnée dans les représentations fréquence et longueur d'onde, reliées comme suit par la largeur quadratique moyenne spectrale des signaux émis par rapport à la longueur d'onde:

$$\sigma_\lambda = \frac{\lambda^2}{c} \sigma_v \quad (\text{I-9})$$

Dans l'équation I-8, il est tenu compte des largeurs de bande *tant* de la modulation de l'impulsion *que* du spectre des signaux émis, qui peuvent être visualisés tant dans le domaine des fréquences que dans celui des longueurs d'onde. Par exemple, $(4\pi \sigma_0)^{-1}$ est effectivement la largeur de la fréquence optique de l'impulsion d'entrée.

Deux cas limites correspondent aux résultats connus. Si la largeur spectrale des signaux émis domine, l'équation I-8 fournit le résultat habituel suivant:

$$\sigma_D \approx DL \sigma_\lambda \quad (\text{I-10})$$

(Ce résultat correspond à l'équation (2.4.24) de la référence [25].) Dans la limite d'une source très cohérente, l'équation I-8 donne l'approximation suivante:

$$\sigma_D \approx \frac{\lambda^2 DL}{4\pi c \sigma_0} \quad (\text{I-11})$$

de sorte que l'étalement est plus grand lorsque la largeur de l'impulsion d'entrée diminue. (Ce résultat correspond à l'équation (2.4.30) de la référence [25].)

I.5 Relation entre l'étalement des impulsions et le débit binaire

Soit des impulsions non fluctuantes au débit binaire B . La réciproque de ce débit binaire est sa tranche horaire. Pour le format RZ, l'impulsion d'entrée a une durée qui est une fraction $f (<1)$ de la durée de l'impulsion codée NRZ; cette fraction est nommée rapport cyclique. Comme cas particulier, pour le format NRZ, on a $f=1$. L'équation suivante:

$$N \sigma_0 = \frac{f}{B} \quad (\text{I-12})$$

indique que N fois la valeur quadratique moyenne de l'impulsion d'entrée devrait s'adapter dans cette tranche horaire, réduite par le rapport cyclique. La valeur du facteur de forme sans dimension N dépend du type de l'impulsion d'entrée, comme il sera analysé ultérieurement. En employant l'équation I-12 l'étalement de l'impulsion de l'équation I-8 peut alors s'écrire comme suit:

$$\sigma_D = \frac{\lambda^2 DL}{c} \left[\sigma_v^2 + \left(\frac{NB}{4\pi f} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{I-13})$$

Nous effectuerons les calculs en termes de fréquence optique plutôt qu'en termes de longueur d'onde. Cela permet d'exprimer la largeur de la fréquence efficace comme la somme quadratique moyenne de la largeur spectrale et de la largeur due au débit binaire, et met en évidence l'augmentation de l'étalement lorsque ces deux grandeurs augmentent.

Comme mentionné dans la Rec. UIT-T G.957, pour une valeur particulière de la dégradation de la puissance et du taux d'erreurs sur les bits (BER) au niveau du récepteur, l'interférence intersymboles (ISI, *intersymbol interference*) admise est limitée supérieurement. Cette limite est atteinte lorsque l'étalement maximal est égal à une certaine fraction $\varepsilon (<1)$ de la tranche horaire du débit binaire codé NRZ, à savoir lorsque la formule suivante est valable:

$$(\sigma_D)_{\max} = \frac{\varepsilon}{B} \quad (\text{I-14})$$

Cette fraction est nommée "valeur epsilon". Les équations I-13 et I-14 permettent d'obtenir l'équation suivante:

$$\left(\frac{NB}{4\pi f} \right)^2 + \sigma_v^2 = \left(\frac{\varepsilon c}{\lambda^2 B D L} \right)^2 \quad (\text{I-15})$$

un résultat général qui comprend les largeurs de bande des signaux émis et de la modulation (sans fluctuation ni dispersion du deuxième ordre), pour toutes les valeurs supposées du facteur de forme N et de la fraction ε de la tranche horaire.

I.6 Valeur du facteur de forme

Comme indiqué concernant l'équation I-12, la durée de l'impulsion codée NRZ est égale à $\frac{1}{B}$; nous supposons $N = 4$, ce qui veut dire que deux fois la largeur entière quadratique moyenne de l'impulsion d'entrée doit s'adapter dans la durée de l'impulsion admise [25]. (Exemples: $N = 3,46$ contenant toute la puissance de l'impulsion rectangulaire codée NRZ, tandis que $N = 4$ contient 95,4% d'une impulsion gaussienne.)

L'équation I-15 permet maintenant d'exprimer la dispersion chromatique du système au moyen de la formule suivante:

$$DL = \frac{\varepsilon c}{\lambda^2 B \sqrt{\left(\frac{B}{\pi f}\right)^2 + \sigma_v^2}} \quad (\text{I-16})$$

La dispersion chromatique admise décroît avec le rapport cyclique, parce que la largeur de bande des signaux augmente en même temps. Pour le cas limite d'un large spectre ou d'un émetteur à faible débit binaire, l'équation I-15 ou I-16 donne la formule suivante:

$$DL B \lambda^2 \sigma_v \approx c \varepsilon \quad \text{ou} \quad DL B \sigma_\lambda \approx \varepsilon \quad (\text{I-17})$$

Le rapport cyclique n'a aucun effet lorsque le spectre des signaux émis domine. L'expression dans le membre de droite a été employée dans la Rec. UIT-T G.957. Pour le cas limite d'un spectre étroit ou d'un émetteur à haut débit binaire, l'équation I-15 ou I-16 donne la formule suivante:

$$DL B^2 \lambda^2 \approx \pi c \varepsilon f \quad (\text{I-18})$$

La dispersion chromatique maximale admise pour un débit binaire codé RZ fixé décroît donc avec le rapport cyclique. A nouveau, cela est dû au fait que la largeur de bande des fréquences d'un signal codé RZ est supérieure à celle d'un signal codé NRZ au même débit binaire.

Les équations ci-dessus s'appliquent aux spectres des impulsions d'entrée et des signaux émis qui sont gaussiens. Nous supposerons qu'elles s'appliquent, à un degré d'approximation raisonnable, en termes de valeurs quadratiques moyennes, à des formes plus générales.

I.7 Résultat général et unités pratiques

Les équations I-16 et I-9 donnent, d'une façon générale, les équations suivantes:

$$DL = \frac{\varepsilon c}{\lambda^2 B \sqrt{\left(\frac{B}{\pi f}\right)^2 + \sigma_v^2}} \quad (\text{I-19})$$

large spectre/faible débit binaire:

$$\lambda^2 B D L \sigma_v \approx \varepsilon c \quad \text{ou} \quad B D L \sigma_\lambda \approx \varepsilon \quad (\text{I-20})$$

spectre étroit/haut débit binaire:

$$\lambda^2 B^2 D L \approx \pi \varepsilon c f \quad (\text{I-21})$$

Habituellement, la largeur entière à -20 -dB Γ est employée dans les spécifications. L'approximation gaussienne employée dans la Rec. UIT-T G.957 donne la relation suivante avec la largeur quadratique moyenne:

$$\Gamma \approx 6,0697 \sigma \quad (\text{I-22})$$

En outre, avec B en Gbits/s, D en ps/nm·km, L en km (donc DL en ps/nm), λ en μm (pas en nm), σ_ν en GHz, σ_λ en nm et $c \approx 299\,792,458$ km/s (conformément à la Rec. UIT-T G.692), l'équation I-19 devient l'équation 9-1 dans le § 9.2.1.1. Les largeurs des fréquences et des signaux émis dans l'équation I-9 sont reliées par l'équation 9-2.

Dans le cas limite d'un large spectre/débit binaire faible, les équations I-20 et I-22 donnent l'équation 9-3. Dans le cas contraire d'un spectre étroit/haut débit binaire, l'équation I-21 devient l'équation (9-4).

BIBLIOGRAPHIE

- [1] IEEE Project P1394b, *Draft Standard for a High Performance Serial Bus (Guideline)*, Draft 0.90, 1999.
- [2] T11 FC Project, *Fibre Channel, Physical Interfaces (FC-PI)*, Draft Rev. 8.1, 2000.
- [3] IEEE Std. 802.3-1998, *Specific Requirements – Part 3: Carrier sense multiple access with collision detection (CSMA/CD) access method and physical layer specifications*.
- [4] ISO/CEI 9314-3:1990, *Systèmes de traitement de l'information – Interface de données distribuées sur fibre (FDDI) – Partie 3: Spécifications pour le couche physique déterminée par le milieu. Information processing systems – Fibre Distributed Data Interface (FDDI) – Part 3: Physical Layer Medium Dependent (PMD)*.
- [5] T11.1 Draft, High-Performance Parallel Interface – 6400 Mbit/s Optical Specification (HIPPI-6400-OPT), National Committee for Information Technology Standardization (NCTIS), 2000.
- [6] PAUER (M.), WINZER (P.J.), LEEB (W.R.): Bit error probability reduction in direct detection optical receivers using RZ coding, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 19, pp. 1255-1262, 2001.
- [7] BÖCKL (M.): Diplomarbeit, *INTHFT*, TU Wien 2002.
- [8] WINZER (P.J.), et al.: Effect of receiver design on PMD outage for RZ and NRZ, *Proc. OFC'02*, Tu11, pp. 46-48, 2002.
- [9] ZITELLI (M.), MATERA (F.), SETTEMBRE (M.): Single-channel transmission in dispersion management links in conditions of very strong pulse broadening: application to 40 Gb/s signals on step-index fibers, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 17, pp. 2498-2505, 1999.
- [10] AGRAWAL (G.P.): Nonlinear fiber optics, *Academic Press*, San Diego, Cal. 1995.
- [11] IANNONE (E.), MATERA (F.), MECOZZI (A.), SETTEMBRE (M.): Nonlinear optical communication networks, *John Wiley & Sons, Inc.*, New York 1998.
- [12] MATERA (F.), SCHIFFINI (A.), PIZZINAT (A.), GUGLIELMUCCI (M.): Esperimenti di trasmissione solitonica multicanale a 40 Gb/s: il progetto IST/ATLAS, *Atti Fotonica 2001*, relazione invitata, pp. 67-74.
- [13] SPIRIT (D.M.), O'MAHONY (M.J.): High Capacity Optical Transmission Explained, *John Wiley & Sons Inc.*, 1995.
- [14] TAKAHASHI (H.), ODA (K.), TOBA (H.): Impact of crosstalk in an arrayed-waveguide multiplexer on $N \times N$ optical interconnection, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 14, No. 6, pp. 1097-1105, 1996.

- [15] LIU (F.), RASMUSSEN (C.J.), PEDERSEN (R.J.S.): Experimental verification of a new model describing the influence of incomplete signal extinction ratio on the sensitivity degradation due to multiple interferometric crosstalk, *Photonics Technology Letters*, Vol. 11, No. 1, pp. 137-139, 1999.
- [16] LEGG (P.J.), TUR (M.), ANDONOVIC (I.): Solution paths to limit interferometric noise induced performance degradation in ASK/Direct detection lightwave networks, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 14, No. 9, pp. 1943-1954, 1996.
- [17] CEI/TR 61282-1:2000, *Guides de conception des systèmes de communications à fibres optiques – Partie 1; systèmes numériques et analogiques à fibres unimodales*.
- [18] KIKUSHIMA (K.), HOGARI (K.): Statistical dispersion budgeting method for single-mode fiber transmission systems, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 8, No. 1, pp. 11-15 (1990).
- [19] INOUE (K.), TOBA (H.): Fiber four-wave mixing in multi-amplifier systems with non-uniform chromatic dispersion, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 13, No. 1, pp. 88-93 (1995).
- [20] IEC SC86C/WG1 ST-20, *Statistical treatment of chromatic dispersion* (submitted by T.A. Hanson), 2000.
- [21] BULOW (H.): System outage probability due to first and second order PMD, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 10, No. 5, pp. 696-698, 1998.
- [22] MAKSOUDIAN (Y.L.): Probability and Statistics with Applications, *Scranton International Textbook Company*, 1969.
- [23] BENEDETTO (S.), BIGLIERI (E.): Principles of digital transmission with wireless applications, (Chap.3.: Basic results from information theory), *Kluwer Academic Press*, New York 1999.
- [24] MARCUSE (D.): Pulse distortion in single-mode fibers. 3: Chirped pulses, *Applied Optics*, Vol. 20, No. 20, pp. 3573-3579, 1981.
- [25] AGRAWAL (G.P.): Fiber-Optic Communication Systems, 2nd Edition, *John Wiley & Sons, Inc.*, 1997.
- [26] AGRAWAL (G.P.), ANTHONY (P.J.), SHEN (T.M.): Dispersion penalty for 1.3- μm lightwave systems with multimode semiconductor lasers, *J. Lightwave Tech.*, Vol. 6, No. 5, pp. 620-625, 1987.

SÉRIES DES RECOMMANDATIONS UIT-T

Série A	Organisation du travail de l'UIT-T
Série B	Moyens d'expression: définitions, symboles, classification
Série C	Statistiques générales des télécommunications
Série D	Principes généraux de tarification
Série E	Exploitation générale du réseau, service téléphonique, exploitation des services et facteurs humains
Série F	Services de télécommunication non téléphoniques
Série G	Systèmes et supports de transmission, systèmes et réseaux numériques
Série H	Systèmes audiovisuels et multimédias
Série I	Réseau numérique à intégration de services
Série J	Réseaux câblés et transmission des signaux radiophoniques, télévisuels et autres signaux multimédias
Série K	Protection contre les perturbations
Série L	Construction, installation et protection des câbles et autres éléments des installations extérieures
Série M	RGT et maintenance des réseaux: systèmes de transmission, circuits téléphoniques, télégraphie, télécopie et circuits loués internationaux
Série N	Maintenance: circuits internationaux de transmission radiophonique et télévisuelle
Série O	Spécifications des appareils de mesure
Série P	Qualité de transmission téléphonique, installations téléphoniques et réseaux locaux
Série Q	Commutation et signalisation
Série R	Transmission télégraphique
Série S	Equipements terminaux de télégraphie
Série T	Terminaux des services télématiques
Série U	Commutation télégraphique
Série V	Communications de données sur le réseau téléphonique
Série X	Réseaux de données et communication entre systèmes ouverts
Série Y	Infrastructure mondiale de l'information, protocole Internet et réseaux de nouvelle génération
Série Z	Langages et aspects généraux logiciels des systèmes de télécommunication

