TABLE DES MATIÈRES

Page

INTRODUCTION 1

CHAPITRE 1 RÉSEAUX OPTIQUES TRADITIONNELS 3
1.1 Caractéristiques générales 3
1.2 Éléments de réseau 6
1.3 Contraintes physiques 9
1.3.1 Le bruit 9
1.3.2 La dispersion 11
1.3.3 Les effets non linéaires 11
1.3.4 Les autres distorsions 13
1.4 Ingénierie de liaison 13
1.4.1 Budget de puissance 15
1.4.2 Budget des temps de montée 16
1.4.3 Gestion de l'atténuation et de la dispersion 17
1.4.4 Règles d'ingénierie 18
1.5 L'impact des contraintes physiques sur la planification des réseaux optiques 19

CHAPITRE 2 LES RÉSEAUX OPTIQUES SANS FILTRE 23
2.1 Caractéristiques générales 23
2.2 Éléments de réseau 23
2.2.1 Transmetteurs et récepteurs accordables 23
2.2.2 Diviseur de puissance optique 24
2.2.3 Multiplexage et démultiplexage des signaux 25
2.2.4 Bloqueur de longueur d'onde 26
2.3 Architecture des réseaux sans filtre 28
2.4 Architecture d'une liaison à fibre optique sans filtre 32
2.4.1 Liaison optique sans filtre de base 32
2.4.2 Liaison optique sans filtre complexe 34
2.4.3 Étages de transmission et de réception 38
2.5 Ingénierie de liaison 42
2.6 L'intégration des contraintes physiques 44

CHAPITRE 3 MODÉLISATION D'UNE LIAISON OPTIQUE SANS FILTRE 46
3.1 Définition du modèle théorique 46
3.1.1 Calcul du BER 46
3.1.2 Méthodes de calcul d'OSNR 48
3.1.3 Méthode de calcul du facteur Q de Hui et O'Sullivan 50
3.2 Application du modèle théorique de calcul d'OSNR 51
3.2.1 Calcul d'OSNR pour deux branches combinées 52
3.2.2 Calcul d'OSNR pour deux branches divisées 53
3.3 Modélisation à l'aide du logiciel VPItransmissionMaker™ 54

3.3.1 La fibre optique 55
3.3.2 Le transmetteur optique 58
3.3.3 Le récepteur optique 59
3.3.4 L'amplificateur optique 60
3.3.5 Le diviseur de puissance optique 61
3.3.6 Le filtre optique 62
3.3.7 Le bloqueur de longueur d'onde 62
3.4 Validation du modèle théorique de calcul d'OSNR 64
3.5 Règles d'ingénierie de liaison optique 73
3.5.1 Coût d'une section sans filtre 73
3.5.2 Impact des effets de distorsion 76
3.5.3 Impact de l'insertion d'un bloqueur de longueur d'onde 83
3.5.4 Calcul de portée (longueur maximale d'un arbre de fibres) 85
3.5.5 Conclusion 87

CHAPITRE 4 VALIDEUR DE COUCHE PHYSIQUE D'UN RÉSEAU OPTIQUE SANS FILTRE 88
4.1 Objectif de la conception du valideur de couche physique 88
4.2 L'intégration des contraintes physiques dans le RWA 88
4.3 Le valideur de couche physique 91
4.3.1 Le logiciel MATLAB® 91
4.3.2 Processus d'évaluation d'une liaison optique sans filtre 92
4.3.3 Algorithme de validation 93
4.4 Analyse des résultats 98
4.4.1 Évaluation d'une solution sans filtre 98
4.4.2 Comparaison entre le valideur et un logiciel de simulation (VPI) 104
4.4.3 Caractéristiques du valideur de la couche physique 104

CONCLUSION 106

ANNEXE I SCHÉMA DE SIMULATION D'UNE LIAISON À DEUX BRANCHES COMBINÉES 108

ANNEXE II SCHÉMA DE SIMULATION D'UNE LIAISON DIVISÉE 109

ANNEXE III SCHÉMA DE SIMULATION D'UNE LIAISON LINÉAIRE COMPRENANT UN BLOQUEUR DE LONGUEUR D'ONDE (WB) 110

ANNEXE IV DIAGRAMME DE FLUX DE L'ALGORITHME DE VALIDATION 111

ANNEXE V REPRÉSENTATION DES ARBRES DE FIBRES DE LA SOLUTION SANS FILTRE ÉVALUÉE 112

ANNEXE VI CODE MATLAB DU VALIDEUR DE LA COUCHE PHYSIQUE 117

LISTE DE RÉFÉRENCES 134

LISTE DES TABLEAUX

Page

Tableau 1.1 Tabulateur permettant de calculer le budget de puissance d'une liaison optique....16

Tableau 1.2 Portée maximale en fonction de la distance qui sépare les amplificateurs optiques....19

Tableau 2.1 Pertes associées aux étages de diviseurs de puissance en fonction du nombre de M-Tx ou de M-Rx (hypothèse : 3.2 dB perte / diviseur 1x2)..42

Tableau 3.1 Spécifications de la fibre optique SMF (FiberNLS_PMD)....57

Tableau 3.2 Spécifications de la fibre optique DCF (FiberNLS_PMD)....57

Tableau 3.3 Spécifications du récepteur optique (Rx_OOK_BER)....60

Tableau 3.4 Spécifications des amplificateurs optiques (AmpSysOpt)....61

Tableau 3.5 Spécifications du filtre optique (FilterOpt)....62

Tableau 3.6 Spécifications typiques d'un bloqueur de longueur d'onde (selon les spécifications de JDSU pour le *Dynamically Reconfigurable Wavelength Blocker for C Band*)....63

Tableau 3.7 Liste des cas simulés pour déterminer l'impact de l'utilisation de la *section de base sans filtre* pour la construction d'une liaison optique linéaire....74

Tableau 3.8 Marge typique attribuée aux effets non linéaires et aux distorsions pour un budget de puissance....77

Tableau 4.1 Liste des numéros identifiant les types de sections....94

Tableau 4.2 *MatriceBranche* du lien E-B....96

Tableau 4.3 *MatriceBranche* du lien F-C....96

Tableau 4.4 La *MatriceBranche* de la liaison à l'étude....97

Tableau 4.5 La *MatriceSpans* de la branche à l'étude....97

Tableau 4.6 Résultats finaux des taux d'erreur pour chaque arbre de fibres....101

LISTE DES FIGURES

Page

Figure 1.1 Schéma général d'un réseau optique....4

Figure 1.2 Nœud régénérateur (3R). 5

Figure 1.3 Schéma général d'un réseau optique maillé....6

Figure 1.4 Schéma général d'une liaison optique WDM. 6

Figure 1.5 Transmetteur optique WDM, avec modulation externe....7

Figure 1.6 Récepteur optique WDM. 7

Figure 1.7 Schéma général d'un ROADM et d'un OXC. 9

Figure 1.8 Amplificateur à fibre dopée à l'erbium (EDFA). 10

Figure 1.9 Liaison optique simple. 15

Figure 1.10 RWA dans un réseau optique transparent. 21

Figure 2.1 Diviseur de puissance optique. 25

Figure 2.2 Multiplexage de 6 longueurs d'onde dans une liaison optique sans filtre.26

Figure 2.3 Démultiplexage de 6 longueurs d'onde dans une liaison optique sans filtre. 26

Figure 2.4 Insertion d'un bloqueur de longueur d'onde sur un arbre de fibres. 27

Figure 2.5 Bloqueur de longueur d'onde simple. 28

Figure 2.6 Réseau optique traditionnel à commutation optique....29

Figure 2.7 Réseau optique sans filtre. 30

Figure 2.8 Représentation par contacts du réseau de la figure 2.2. 31

Figure 2.9 Arbres de fibres du réseau de la figure 2.2. 32

Figure 2.10 Nœud de base d'une liaison optique sans filtre de base....33

Figure 2.11 Section de base sans filtre. 34

Figure 2.12 Possibilités de combinaisons et divisions de branches. 35

Figure 2.13 Exemple de deux branches combinées à l'entrée d'un noeud....35

Figure 2.14 Sections combinées en entrée. 36

Figure 2.15 Section divisée en entrée....36

Figure 2.16 Sections combinées à la sortie. 37

Figure 2.17 Section divisée à la sortie....37

Figure 2.18 Architecture d'un bloc récepteur (M-Rx). 39

Figure 2.19 Architecture d'un bloc transmetteur (M-Tx). 39

Figure 2.20 Nœud transmetteur à 12 longueurs d'onde (3 M-Tx). 40

Figure 2.21 Nœud récepteur à 28 longueurs d'onde (7 M-Rx). 41

Figure 3.1 ASE pour une section de base....51

Figure 3.2 ASE pour une section combinée en entrée. 53

Figure 3.3 ASE pour une section combinée en sortie. 53

Figure 3.4 ASE pour une section divisée en entrée....54

Figure 3.5 ASE pour une section divisée en sortie....54

Figure 3.6 Modèle VPI d'une liaison optique. 55

Figure 3.7 Transmetteur utilisé pour les modélisations. 58

Figure 3.8 Diviseur de puissance 1x2. 61

Figure 3.9 Bloqueur de longueur d'onde à 8 canaux. 63

Figure 3.10 Schéma de simulation d'une liaison optique sans filtre linéaire. 64

Figure 3.11 BER en fonction de la distance pour une liaison optique sans filtre linéaire....65

Figure 3.12 P_{ASE} en fonction de la distance pour une liaison optique sans filtre linéaire....66

Figure 3.13 BER en fonction de la distance, pour deux branches combinées à 700 km....68

Figure 3.14 P_{ASE} en fonction de la distance, pour deux branches combinées à 700 km....69

Figure 3.15 BER en fonction de la distance, pour une branche divisée à 700 km.....70

Figure 3.16 P_{ASE} en fonction de la distance, pour une branche divisée à 700 km. 71

Figure 3.17 Impact d'une division de branche sur l'OSNR. 72

Figure 3.18 P_{ASE} en fonction de la distance pour les 5 cas énumérés au tableau 3.7....74

Figure 3.19 OSNR en fonction de la distance pour les 5 cas énumérés au tableau 3.7.75

Figure 3.20 BER en fonction de la distance pour une liaison optique sans filtre linéaire, en tenant compte des effets de distorsion. 78

Figure 3.21 BER en fonction de la distance, pour deux branches combinées à 700 km (incluant les effets de distorsion). 80

Figure 3.22 BER en fonction de la distance pour le canal 9. 81

Figure 3.23 BER en fonction de la distance pour le canal 1. 82

Figure 3.24 BER en fonction de la distance pour une liaison optique sans filtre avec un WB à 700 km (indice non linéaire $\neq 0$).....84

Figure 3.26 BER en fonction de la distance pour une puissance par canal de -3 dBm.86

Figure 4.1 Exemple d'un arbre de fibres modélisé selon la représentation par nœud. 92

Figure 4.3 Exemple d'un arbre de fibres à valider. 95

Figure 4.4 Réseau optique à 7 nœuds. 99

Figure 4.5 Solution sans filtre du réseau représenté à la figure 4.4 (représentation par contact).....100

Figure 4.6 Résultats de BER pour l'arbre de fibres 1. 101

Figure 4.7 Résultats de BER pour l'arbre de fibres 2. 102

Figure 4.8 Résultats de BER pour l'arbre de fibres 3. 102

Figure 4.9 Résultats de BER pour l'arbre de fibres 4. 103

Figure 4.10 Résultats de BER pour l'arbre de fibres 5. 103

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

WDM	wavelength-division multiplexing
CWDM	coarse wavelength-division multiplexing
DWDM	dense wavelength-division multiplexing
OADM	optical add-drop multiplexer
ROADM	reconfigurable optical add-drop multiplexer
OXC	optical cross-connect
WSS	wavelength selective switching
RWA	routing and wavelength assignment
NRZ	non-return-to-zero
RZ	return-to-zero
GVD	group velocity dispersion
ASE	amplified spontaneous emission
EDFA	erbium doped fiber amplifier
SBS	stimulated Brillouin scattering

Rapport-Gratuit.com

SRS	stimulated Raman scattering
SPM	self-phase modulation
XPM	cross-phase modulation
FWM	four-wave mixing
PMD	polarisation mode dispersion
BER	bit error rate

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

UNITÉS DE BASE

m mètre (unité de longueur)
nm nanomètre (= 10^{-9} m)
km kilomètre (= 10^{3} m)

UNITÉ DE TEMPS

s seconde

UNITÉS DE PUISSANCE OPTIQUE

dB décibel
dBm décibel avec 1 mW comme référence
W Watt
mW miliwatt (= 10^{-3} W)

SYMBOLE

λ longueur d'onde

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

INTRODUCTION

Dans ce mémoire, les travaux de développement d'un outil de validation des liaisons optiques d'un réseau sans filtre sont présentés. Le concept de réseau optique sans filtre a été élaboré à partir d'une idée développée conjointement par une équipe de chercheurs de l'École de technologie supérieure et de Nortel. Les travaux initiaux ont permis de démontrer qu'une telle architecture permet entre autres de réduire considérablement les coûts d'un réseau optique longue distance. Pour y arriver, une architecture de réseau optique sans filtre mise sur diverses percées technologiques en matière de transmission à fibre optique. La compensation électronique de la dispersion, les formats de modulation avancée, les transmetteurs et les récepteurs accordables, sont du nombre des derniers développements technologiques qui ont permis à une telle architecture de voir le jour (Tremblay *et al.*, 2007).

Comme ce projet est en branle depuis un certain temps déjà, certains travaux ont déjà été réalisés par des membres de l'équipe de réseau sans filtre. En effet, des algorithmes de conception d'une architecture de réseau sans filtre ont été développés, de même qu'une plateforme de conception et de simulation pour les réseaux sans filtre. À ce propos, plusieurs analyses ont aussi été réalisées afin d'étudier les caractéristiques des réseaux sans filtre et de les comparer avec les réseaux optiques plus classiques ou traditionnels (Tremblay, Gagnon et Châtelain, 2006).

L'objectif principal de ce mémoire est de créer un prototype d'outil de validation simple et flexible de la couche physique d'une liaison optique sans filtre. Pour ce faire, d'autres objectifs doivent aussi être réalisés. Il faut tout d'abord définir correctement les façons de construire une solution de réseau sans filtre, en fonction des composants utilisés et de leur agencement. Ensuite, à l'aide du logiciel de simulation *VPItransmissionMaker*^{TM}, des liaisons optiques sans filtre sont simulées afin de définir et de valider les règles d'ingénierie applicables. C'est précisément ces règles d'ingénierie, comprises dans le modèle analytique, qui sont utilisées pour la réalisation de l'outil de validation, le *valideur de couche physique* d'un réseau optique sans filtre.

Le premier chapitre traite des réseaux optiques traditionnels, leurs caractéristiques générales, leurs éléments réseau, ainsi que les règles d'ingénierie de liaison nécessaires à leur déploiement, de même que de la perspective d'intégrer les contraintes physiques dans les processus décisionnels de la plateforme de contrôle. Le second chapitre présente le concept des réseaux optiques sans filtre et ses particularités au niveau de l'ingénierie de liaison. Le chapitre suivant explique comment un réseau optique sans filtre est modélisé avec le logiciel de simulation *VPItransmissionMaker*™. Le quatrième chapitre présente le valideur de couche physique, qui représente l'objectif principal de ce travail. Finalement, le dernier chapitre permet d'analyser les caractéristiques du valideur ainsi que les résultats obtenus.

CHAPITRE 1

RÉSEAUX OPTIQUES TRADITIONNELS

1.1 Caractéristiques générales

Depuis plusieurs années déjà, la croissance du trafic sur les réseaux de télécommunication est soutenue. L'avènement de nouveaux usagers aux services de télécommunication existants de même que le développement de nouveaux services nécessitants encore plus de bande passante ont permis l'essor des réseaux à fibre optique. Afin d'augmenter la capacité d'une liaison optique, le multiplexage en longueurs d'onde WDM (*wavelength-division multiplexing*) est utilisé. Cette technique consiste à insérer un ou plusieurs canaux sur des longueurs d'onde et ensuite transporter plusieurs longueurs d'onde dans une même fibre. L'union internationale des télécommunications (*ITU : international telecommunication union*), qui est responsable de définir les standards du monde des télécommunications, a défini des bandes spectrales bien précises pour transmettre les longueurs d'onde pour la bande C et la bande L.

Les réseaux sont généralement regroupés en classe, selon différents critères. C'est aussi le cas pour les réseaux optiques, qui sont divisés en trois grandes familles, soit les réseaux longue distance, les réseaux métropolitains et régionaux, et les réseaux d'accès (figure 1.1). Cette classification repose essentiellement sur la distance que peut géographiquement couvrir un réseau et sur la quantité d'information qu'il peut transporter, sa capacité. La capacité d'une liaison, qui est décrite par le débit de chaque canal multiplié par le nombre de canaux, a tendance à croître avec la distance à couvrir. Ainsi, un réseau longue distance a généralement une capacité supérieure à un réseau métropolitain et à un réseau d'accès.

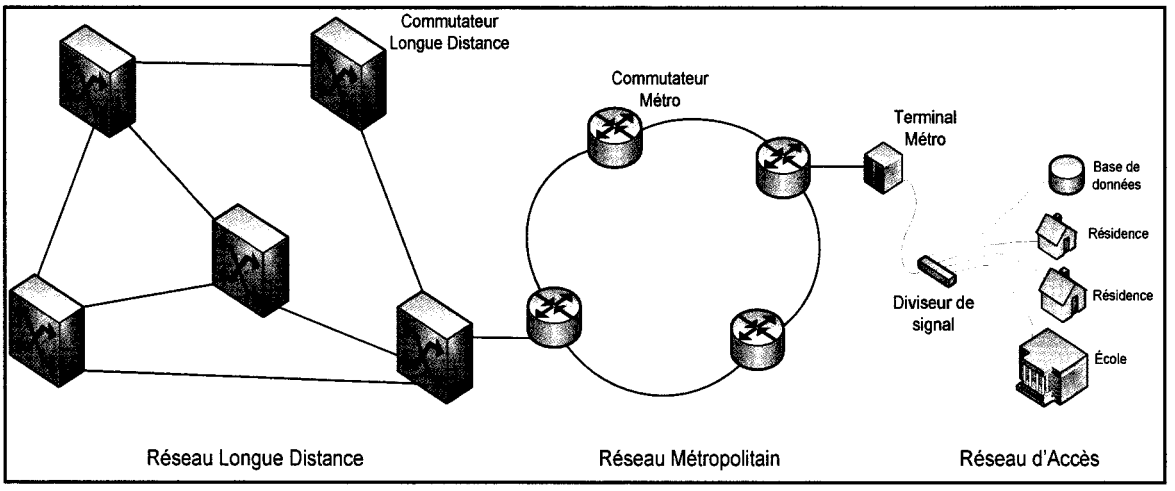


Figure 1.1 Schéma général d'un réseau optique.

La démarcation entre les réseaux longue distance et les réseaux métropolitains tend à s'effacer, puisque ceux-ci peuvent maintenant couvrir de plus grandes distances et supporter une capacité largement accrue (10 à 40 Gbits/s par longueur d'onde), autrefois réservée aux réseaux longue distance. La valeur de l'espacement fréquentiel entre les longueurs d'onde peut varier de 200 GHz (16 longueurs d'onde) à 50 GHz (80 longueurs d'onde) typiquement dans la bande C. C'est d'ailleurs cette caractéristique qui différencie les deux types de réseaux optiques WDM. Un multiplexage en longueurs d'onde grossier CWDM (*coarse wavelength-division multiplexing*) permet l'insertion de quelques longueurs d'onde (4 à 16). Cette technique est attrayante parce que peu coûteuse, mais elle ne permet pas de maximiser l'utilisation de la bande spectrale. L'autre type est le multiplexage dense en longueurs d'onde DWDM (*dense wavelength-division multiplexing*). Dans ce cas, l'espacement entre les longueurs d'onde est bien moindre, ce qui permet d'insérer un plus grand nombre de longueurs d'onde dans la même plage spectrale et ainsi maximiser la capacité de la fibre optique.

La première génération de réseaux optiques longue distance est celle des réseaux optiques opaques constitués de liaisons point à point dans lesquelles le passage du signal dans le monde électrique (*Optical-Electrical-Optical*) est nécessaire à chacun des nœuds (figure 1.2). L'implantation de ce genre de réseau ne permet aucune flexibilité puisqu'il est considéré

comme étant statique. Le processus de régénération permet de traiter ou commuter le signal, avec une granularité très précise. L'avantage de la régénération (*3R*) réside dans le fait que le signal est complètement réamplifié, reconstruit et resynchronisé. Ce processus devient cependant de plus en plus coûteux à mesure que la capacité et le débit augmentent.

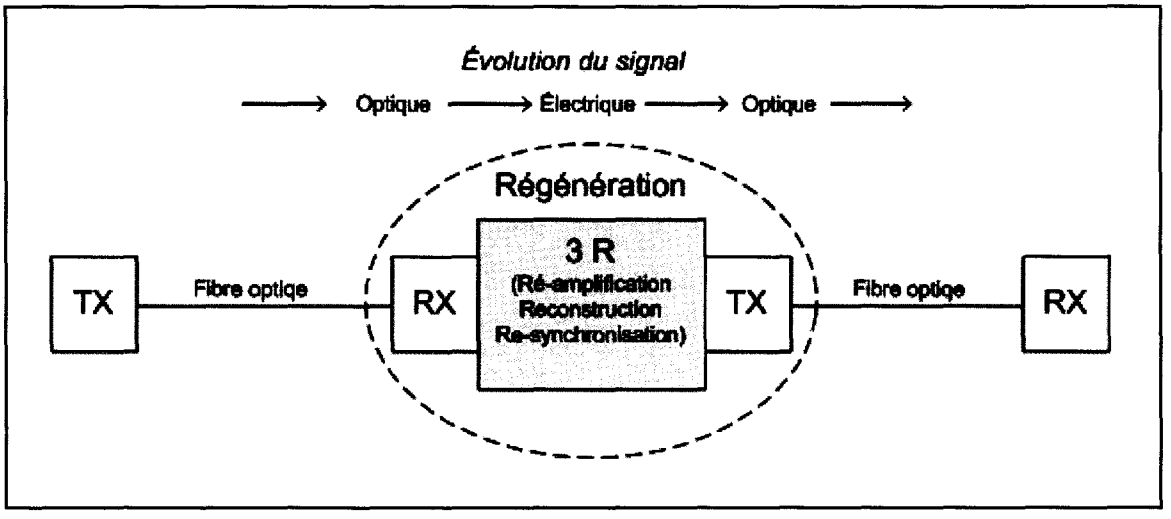


Figure 1.2 Nœud régénérateur (3R).

La seconde génération de réseau optique permet un peu plus de flexibilité via l'implantation de topologie virtuelle pouvant être modifiée, les connexions étant traitées comme des demandes distinctes pouvant emprunter différents chemins optiques (*lightpaths*). Cette génération de réseaux optiques a recours à des dispositifs d'insertion et d'extraction de longueurs d'onde tels les OADM (*optical add-drop multiplexer*) et ROADM (*reconfigurable optical add-drop multiplexer*) et de commutation, comme un OXC (*optical cross-connect*). Avec ces éléments de réseau, il est possible de mettre en place des topologies maillées de toutes sortes qui augmentent grandement la flexibilité et la complexité du réseau (figure 1.3). C'est pourquoi les questions de routage et d'allocation des longueurs d'onde, tout comme l'élaboration de structures de contrôle et de gestion du réseau, sont des secteurs de recherche qui ont pris de l'ampleur ces dernières années (Mukherjee, 2006).

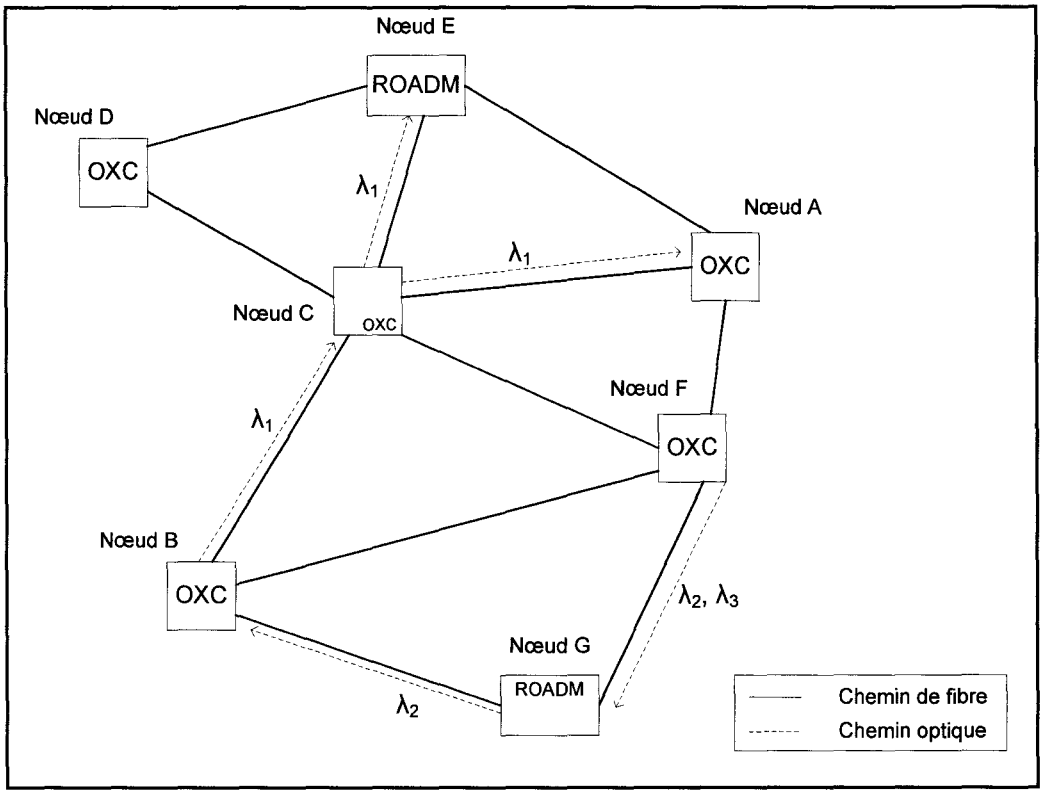


Figure 1.3 Schéma général d'un réseau optique maillé.

1.2 Éléments de réseau

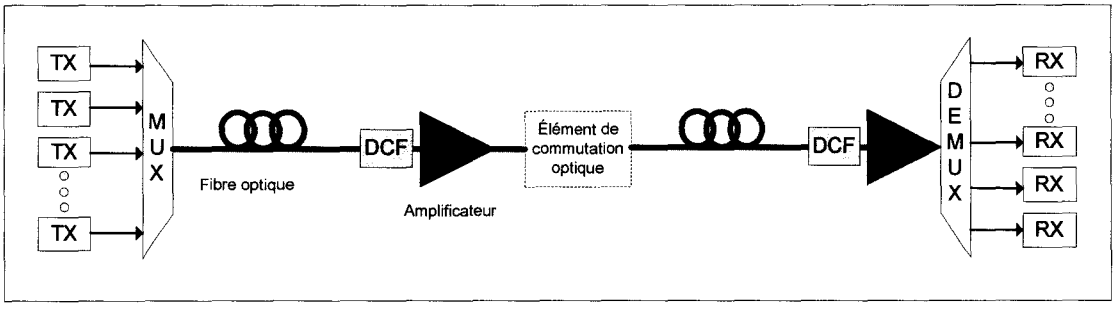


Figure 1.4 Schéma général d'une liaison optique WDM.

Toutes les générations de réseaux optiques font appel aux mêmes composantes de base. Les transmetteurs, indépendamment de la modulation utilisée, sont basés sur des diodes laser et permettent de transformer les impulsions électriques en impulsions lumineuses. Les transmetteurs optiques utilisés en WDM, tel qu'illustré à la figure 1.5, sont modulés

indirectement (modulation externe) afin d'atteindre des débits plus élevés, supérieurs à 2.5 Gbits/s.

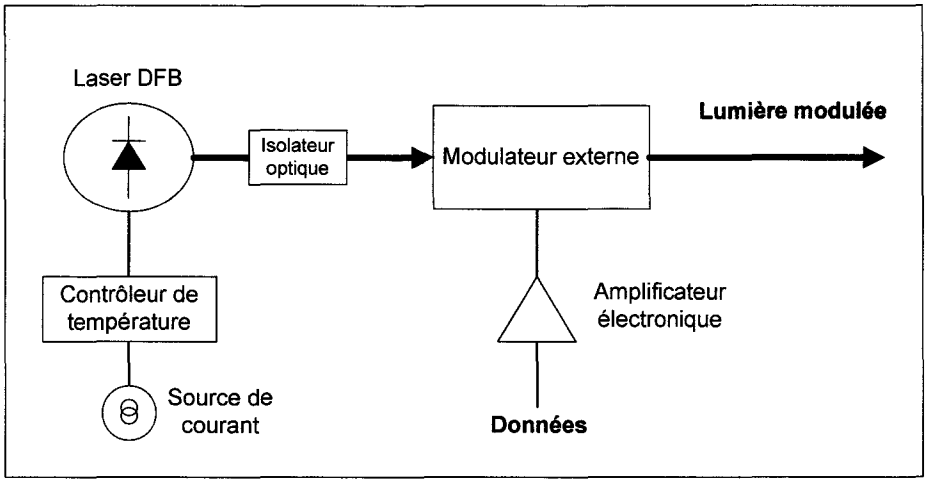


Figure 1.5 Transmetteur optique WDM, avec modulation externe.

De l'autre côté, les récepteurs sont basés sur des photodiodes *PIN*, composée d'une section semi-conductrice dopée *P*, d'une section intrinsèque *I* et d'une section semi-conductrice dopée *N*, ou des photodiodes à avalanche (*APD*). Les photodiodes permettent de convertir les impulsions lumineuses reçues en impulsions électriques. Des amplificateurs et filtres électroniques sont aussi nécessaires afin de retrouver l'intelligibilité du signal (figure 1.6).

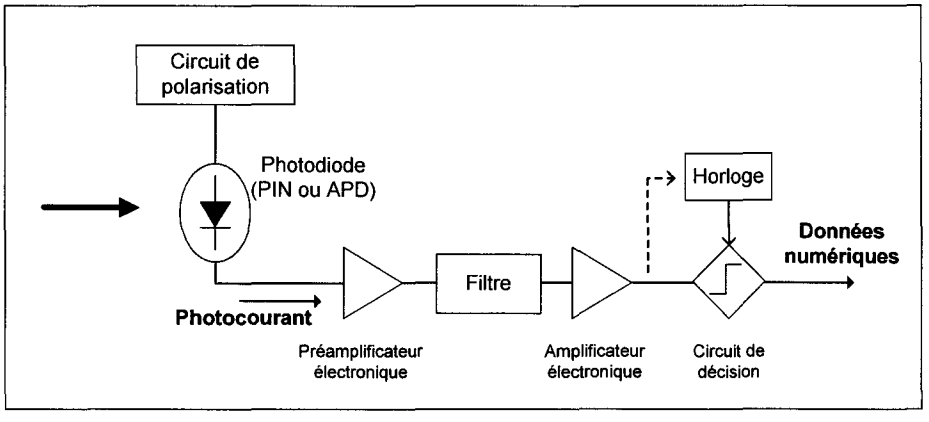


Figure 1.6 Récepteur optique WDM.

Des multiplexeurs sont utilisés pour regrouper sur une même fibre optique les longueurs d'onde ensemble, c'est-à-dire qu'ils reçoivent plusieurs longueurs d'onde différentes et forment un seul signal constitué de toutes ces longueurs d'onde. Les démultiplexeurs sont utilisés pour séparer les longueurs d'onde à des fins de réception ou de traitement. Il en existe deux types, les démultiplexeurs passifs, composés de réseaux de diffraction, de prismes ou de filtres spectraux, et les démultiplexeurs actifs, qui allient composantes passives et détecteurs accordables (Kartalopoulos, 2003). Tant le multiplexeur que le démultiplexeur sont considérés comme des éléments de filtrage.

Évidemment, des amplificateurs optiques sont aussi utilisés pour compenser l'atténuation du signal et sont insérés dans les liaisons optiques. Ces amplificateurs optiques de ligne, qui sont conçus à l'aide de fibres dopées à l'erbium, permettent d'amplifier tous les canaux présents dans la bande de transmission. Il existe aussi d'autres types d'amplificateurs optiques, Raman et à semi-conducteurs (*SOA*), qui sont utiles pour d'autres types d'applications.

Des modules de compensation de la dispersion sont aussi utilisés afin de compenser la dispersion des canaux dans la fibre. Dans un réseau optique classique, ces modules sont principalement composés de fibres à compensation de dispersion (*DCF*). Cette fibre possède un coefficient de dispersion inverse et plus élevé que la fibre qui est utilisée pour la transmission, de telle sorte qu'elle permet de ramener la dispersion résiduelle à un niveau plus bas, plus près de zéro. Il est possible de les positionner avant la fibre de transmission (pré-compensation) ou après celle-ci, juste avant l'étage d'amplification (post-compensation), comme c'est le cas de la liaison de la figure 1.4.

Finalement, des éléments de commutation et de contrôle sont utilisés afin de mettre en place un chemin optique qui répondra aux demandes de connexions dictées par la matrice de trafic entre chacun des nœuds du réseau. Ces éléments sont principalement les OADM (*optical add-dropp multiplexers*), qui peuvent maintenant être reconfigurés (*Reconfigurable OADM*), les OXC (*optical cross-connect*), auxquels s'ajoutent les régénérateurs qui permettent la conversion d'une longueur d'onde au besoin. Différentes architectures existent pour ces

Rapport-Gratuit.com

éléments de réseau et d'autres dispositifs, comme les bloqueurs de longueur d'onde (*wavelength blocker*) et les commutateurs optiques (*wavelength selective switch*), peuvent être nécessaires pour construire un réseau optique. Tous ces dispositifs actifs de commutation optique peuvent être par contre très coûteux en plus d'être énergivores. Les réseaux d'aujourd'hui utilisent ces dispositifs comme élément central d'un nœud (figure 1.7).

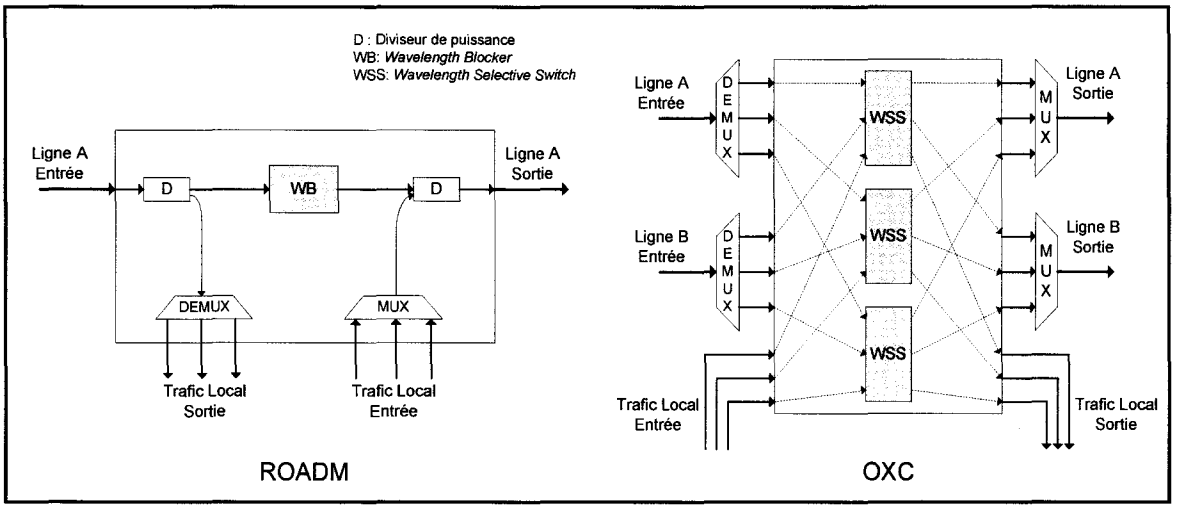


Figure 1.7 Schéma général d'un ROADM et d'un OXC.

1.3 Contraintes physiques

Les contraintes physiques constituent toutes limitations provenant d'une dégradation de la qualité du signal au fur et à mesure qu'il se propage dans une liaison optique. L'évaluation précise de l'impact de ces contraintes permet de définir des règles d'ingénierie applicables dans un réseau optique réalisé à partir d'une technologie de transmission donnée. Cette section énumère les principales contraintes physiques qui contribuent à la dégradation du signal dans une liaison optique WDM.

1.3.1 Le bruit

Les amplificateurs optiques de ligne sont des amplificateurs à fibre dopée à l'erbium (figure 1.8). C'est dans cette fibre (la fibre dopée à l'erbium) que se produit le transfert énergétique

d'une longueur d'onde plus courte (1480 nm ou 980 nm) à une longueur d'onde plus longue dans la bande C (1540 nm, par exemple), qui constitue la longueur d'onde à amplifier. Cependant, l'insertion d'un site d'amplification introduit aussi une forme de bruit, de l'émission spontanée amplifiée (*ASE*). Ce bruit provient de la recombinaison spontanée des électrons et des *trous* dans la fibre dopée à l'erbium, ce qui engendre une émission de photons non désirée sur toute la bande spectrale de transmission (Keiser, 2000). Ce bruit, qui s'ajoute au signal utile, est aussi amplifié lors de son passage dans la fibre dopée. La densité spectrale de bruit (ρ_{ASE}), qui est décrite sous forme linéaire par l'équation 1.1, est fonction de la constante de Planck (h), de la fréquence optique (v), du nombre de polarisations (p), du coefficient d'inversion de population (n_{sp}) et du gain de l'amplificateur optique(G).

$$\rho_{ASE}(f) = phvn_{sp}[G(f)-1] \tag{1.1}$$

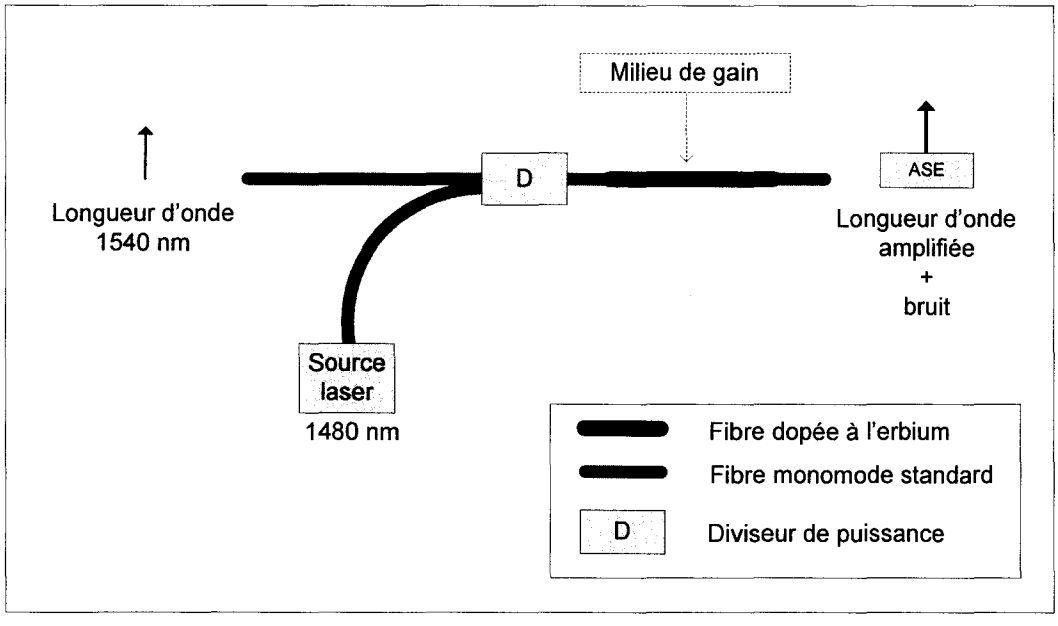


Figure 1.8 Amplificateur à fibre dopée à l'erbium (EDFA).

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

1.3.2 La dispersion

La dispersion consiste en l'étalement de l'impulsion lumineuse dans le temps, à mesure que celle-ci se propage dans la fibre optique. Les deux principales causes de la dispersion intramodale qui caractérise les fibres optiques monomodes sont la dispersion matérielle, ou dispersion chromatique, et la dispersion due au guide d'onde. La dispersion matérielle provient de la variation de l'indice de réfraction de la silice en fonction de la fréquence. De ce fait, les composantes fréquentielles de l'impulsion ne voyageant pas à la même vitesse, l'impulsion aura tendance à s'étaler. La dispersion provenant du guide d'onde vient du fait qu'une fibre optique ne parvient pas à confiner plus d'environ 80 % de la puissance de la lumière au niveau du cœur. Le 20 % de puissance restante qui voyage dans la gaine optique (*cladding*), voyageant plus vite, engendre encore là un étalement de l'impulsion lumineuse qui se traduit en dispersion.

Un autre type de dispersion existe et c'est la dispersion modale de polarisation (*PMD*). Cet effet est issu de la différence de vitesse à laquelle les deux modes de polarisation se propagent, engendrant ainsi un étalement de l'impulsion lumineuse. En fait, un signal optique est caractérisé par un état de polarisation, qui définit l'agencement des deux composantes de polarisation orthogonales constituant le signal optique. La biréfringence constitue la différence entre les deux indices de réfraction reliés aux deux modes de polarisation. Le caractère aléatoire de la variation de la biréfringence dans la fibre rend la PMD très difficile à prédire. En effet, la variation de la biréfringence peut provenir de facteurs intrinsèques dans la fibre (irrégularité géométrique du cœur), ou de facteurs externes comme des stress mécaniques. Ces perturbations causant la biréfringence sont aussi fonction de la température, ce qui augmente le caractère aléatoire de la PMD.

1.3.3 Les effets non linéaires

Finalement, la gestion des effets non linéaires consiste à s'assurer que l'on travaille bien dans un régime qui est linéaire, en définissant des puissances de transmission maximales à ne pas dépasser, afin de limiter les effets de distorsion sur le signal qu'entraînent les effets non

linéaires. Il existe deux catégories d'effets non linéaires. La diffusion Brillouin stimulée (*SBS*) et la diffusion Raman stimulée (*SRS*), issues du processus non linéaire de diffusion inélastique, constituent la première catégorie. Les effets issus de la variation de l'indice de réfraction, qui lui est fonction de la variation de l'intensité du signal, comme l'automodulation de phase (*SPM*), l'intermodulation de phase (*XPM*) et le mélange à quatre ondes (*FWM*), forment la deuxième catégorie.

La diffusion Brillouin stimulée (SBS)

Cet effet se produit lorsque l'onde optique est diffusée par une onde acoustique. La diffusion qui en résulte se propage majoritairement dans le sens contraire au signal qui se propage dans la fibre engendrant ainsi une détérioration du signal. Les effets néfastes de cette diffusion apparaissent lorsque l'amplitude de l'onde diffusée devient comparable à celle du signal. Afin de déterminer si le SBS devient un problème, on détermine une puissance seuil par canal et on compare la puissance injectée dans la fibre, pour chaque signal, en s'assurant qu'elle ne dépasse pas la puissance seuil déterminée précédemment.

La diffusion Raman stimulée (SRS)

Cette diffusion provient d'une interaction entre les ondes lumineuses incidentes et les modes vibrationnels des molécules de silice. Ce processus amène un transfert d'énergie des longueurs d'onde plus basses aux longueurs d'onde plus élevées. Dans un contexte WDM, cet effet est important et dépend entre autres de l'espacement entre les canaux. De façon à conserver une pénalité maximale de 0.5 dB pour cet effet, on cherche à déterminer une puissance maximale par canal à ne pas dépasser.

Automodulation (SPM) et intermodulation (XPM) de phase

Dans une fibre optique, l'indice de réfraction est dépendant de l'intensité, dû au coefficient n_2 (*nonlinear index coefficient*). Cette non-linéarité de l'indice de réfraction va engendrer une

fluctuation de la phase de la porteuse du signal qui est connue comme l'*effet Kerr*. Dans une fibre monomode, cet effet convertit les fluctuations de puissance du signal en variations de la phase de ce même signal, produisant ainsi une automodulation de la phase. Dans un contexte WDM, ces mêmes fluctuations dans l'intensité d'un canal peuvent aussi engendrer une variation de la phase d'un canal voisin, produisant ainsi ce qui est appelé de l'intermodulation de la phase.

Mélange à quatre ondes (FWM)

Cet effet provient du mélange de composantes fréquentielles d'un signal, qui produit une quatrième composante fréquentielle, dû à un effet non linéaire de troisième ordre dans la fibre. Ces composantes ou produits d'intermodulation, sont entre autres dommageables lorsqu'elles apparaissent dans la fenêtre de transmission utilisée et causent de la diaphonie lorsqu'elles se retrouvent à la fréquence d'un autre canal. Le FWM est accentué dans un contexte DWDM et lorsque le niveau de dispersion est très près de zéro.

1.3.4 Les autres distorsions

D'autres effets sont aussi susceptibles de distorsionner le signal. Au récepteur, plusieurs sources de bruit existent telles que le bruit quantique (*shot noise*), le bruit thermique (*thermal noise*) et le courant de noirceur (*dark current*). Ces sources de bruit viennent se superposer au bruit déjà présent, provenant des éléments de la liaison.

Le changement d'état de divers éléments de réseau comme les amplificateurs optiques ou les éléments de commutation peut aussi engendrer des distorsions dues aux états transitoires du signal. Le temps de réponse de ces éléments de réseau est d'ailleurs un critère très important.

1.4 Ingénierie de liaison

L'ingénierie de liaison doit être faite afin de mettre en place une liaison optique fonctionnelle, répondant aux spécifications du client. Cette tâche inclut évidemment le choix

des composantes, ainsi que tous les calculs permettant de valider la solution qui sera mise de l'avant. Cette étape primordiale dans la mise en place d'une liaison optique nécessite passablement de connaissances au niveau de la couche physique. L'ingénierie de liaison fait partie intégrante de la génération de la solution, puisque l'objectif est soit de valider les technologies de transmission ou de faire les choix, de composantes entre autres, qui permettront de rencontrer les spécifications préalablement fixées.

Ces façons de faire permettent cependant toutes de mesurer à peu près les mêmes paramètres en matière de qualité de signal puisqu'il n'existe pas beaucoup de façons de valider la viabilité d'une liaison optique. La mise en place de règles d'ingénierie, provenant souvent d'essais pratiques effectués antérieurement, en laboratoire par exemple, facilite grandement le travail nécessaire à l'ingénierie de liaison, car on peut les utiliser pour extrapoler certaines validations.

En tout premier lieu, il est nécessaire de définir les éléments de réseau de la liaison optique et du système WDM. Cette partie peut inclure le choix des composants et la caractérisation de ceux-ci. Ensuite, dans un contexte de réseau optique longue distance point à point, l'ingénierie de liaison qui doit être fait consiste à définir les facteurs qui limitent la performance du signal et donc la portée d'un système de transmission. À ce niveau, plusieurs calculs ou simulations sont nécessaires afin de se doter de règles d'ingénierie. Parmi les critères d'évaluation de la qualité du signal, le taux d'erreur sur les bits BER (*bit error rate*) et le rapport de la puissance optique du signal sur la puissance du bruit OSNR (*optical signal-to-noise ratio*) sont les plus utilisés. L'ingénierie de liaison n'est pas une finalité en soi puisque l'étape finale sera toujours l'assemblage de la liaison avec les vraies composantes. Les étapes qui doivent être considérées dans un processus d'ingénierie de liaison sont entre autres : le budget de puissance, le budget des temps de montée, la gestion de l'atténuation (incluant la détermination de l'OSNR), la gestion de la dispersion et la gestion des effets non linéaires.

1.4.1 Budget de puissance

Une fois spécifiés les éléments principaux d'une liaison optique (fibre, transmetteur, récepteur), le budget de puissance consiste en l'établissement d'une liste cumulative de toutes les pertes qui sont appliquées au signal tout au long de son trajet et de soustraire cette valeur à la marge de puissance définie par la différence entre la puissance du transmetteur et la sensibilité du récepteur. Le tableau 1.1 fournit un exemple de budget de puissance, basé sur la liaison optique de la figure 1.9. Cette liste inclut entre autres les pertes d'insertion, les pertes de connectique et les marges nécessaires à la rencontre des spécifications.

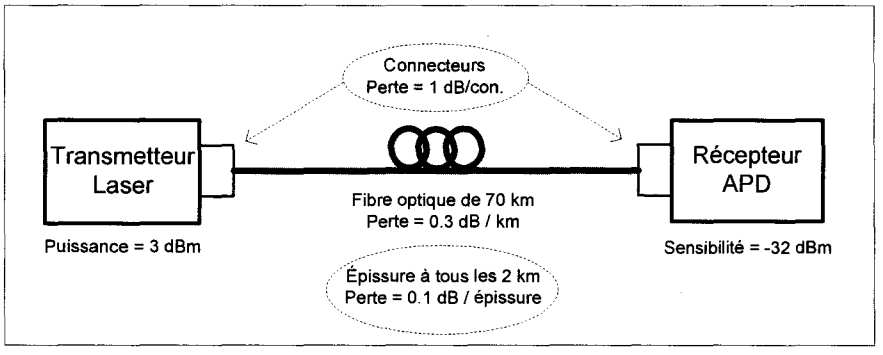


Figure 1.9 Liaison optique simple.

Tableau 1.1 Tabulateur permettant de calculer le budget de puissance d'une liaison optique

Composantes / Pertes	**Valeur (émission, sensibilité, perte)**	**Marge en puissance (dB)**
Transmetteur (laser)	3 dBm	
Récepteur (photodiode APD à 2.5 Gb/s)	-32 dBm	35 dB (3 dB – (-32) dBm = 35 dB)
Connecteur (transmission)	1 dB	34 dB
Épissures (à tous les 2 km)	3.4 dB (0.1 dB / épissure)	30.6 dB
Fibre (70 km)	21 dB (0.3 dB / km)	9.6 dB
Connecteur (réception)	1 dB	8.6 dB (marge finale)

1.4.2 Budget des temps de montée

Le budget des temps de montée, quant à lui, tient compte des spécifications du transmetteur et du récepteur, en matière de temps de réponse (t_{tx} et t_{rx}), en plus de la dispersion intramodale engendrée par la fibre. Ce calcul est ensuite comparé à la tolérance du signal en matière d'étalement de l'onde (dispersion), selon le débit et le codage utilisé. Cette analyse permet de déterminer la limitation en dispersion d'un lien à fibre optique. Le temps de montée total du système est décrit par l'équation 1.2 (Keiser, 2000) et est égal à la racine carrée de la sommation de toutes les contributions en matière d'étalement de l'impulsion, notamment le temps de montée du transmetteur (t_{tx}) et du récepteur (t_{rx}).

$$t_{sys} = \left(\sum_{i=1}^{N} t_i^2 \right)^{1/2} = \left[t_{tx} + t_{GVD} + t_{rx} \right]^{1/2} \tag{1.2}$$

Le seul apport en dispersion de la fibre monomode provient de la dispersion intramodale (t_{GVD}) définie par l'équation 1.3 (Keiser, 2000), qui est fonction du coefficient de dispersion de la fibre (D), de la longueur de la fibre (L) et de la largeur spectrale de la source (σ_λ).

$$t_{GVD}(\text{ns}) \approx |D| L\sigma_\lambda \tag{1.3}$$

Généralement, le temps de montée du système ne devrait pas dépasser 70 % de la période d'un bit pour un codage NRZ et 35 % de la période d'un bit pour un codage RZ (Keiser, 2000).

1.4.3 Gestion de l'atténuation et de la dispersion

La gestion de l'atténuation et de la dispersion consiste à mettre en place une stratégie de compensation de l'atténuation de la puissance et de la dispersion, afin de satisfaire les critères de conception.

L'amplificateur optique est utilisé pour gérer l'atténuation du signal, c'est-à-dire qu'il va fournir un gain qui permet de compenser l'atténuation du signal. C'est le bruit introduit par l'amplificateur optique qui va venir limiter le nombre d'amplificateurs optiques placés en cascade. En effet, le rapport de la puissance du signal sur la puissance du bruit (OSNR) permet de déterminer un nombre maximal d'amplificateurs optiques dans une liaison optique. Ce rapport (équation 1.4), en dB, fournit une bonne indication sur la performance de la liaison.

$$OSNR(dB) = 10\log\left(\frac{P_{signal}(W)}{P_{ASE}(W)}\right) \tag{1.4}$$

À partir de l'OSNR, il est possible de déterminer le taux d'erreur sur les bits (*BER*), qui permet de mesurer la qualité du signal. Le BER est défini comme le rapport du nombre total de bits erronés sur le nombre total de bits transmis. Évidemment, plus le BER est petit,

meilleure est la performance de la liaison. Typiquement, un BER de 10^{-12} est désirable, ce qui correspond à une valeur comprise entre 20 dB et 26 dB pour l'OSNR (Hui et O'Sullivan, 2009).

Pour compenser la dispersion, la technique qui a été largement utilisée durant les dernières années et qui est la plus connue est basée sur une fibre à compensation de dispersion (*DCF*). Cependant, le désavantage de cette approche réside dans le fait que la DCF possède une perte d'insertion de quelques dB qui doit être compensée par l'ajout d'un amplificateur optique supplémentaire (*booster*). C'est donc dire que la compensation de la dispersion entraîne aussi une perte du signal, qui doit être considérée dans la gestion de l'atténuation. D'autres techniques, comme la compensation électronique, existent maintenant et comportent plusieurs avantages. Le principal avantage de la compensation électronique est qu'il élimine les pertes associées aux DCF utilisées antérieurement. Un autre avantage réside dans le fait que cette compensation n'est pas statique, c'est-à-dire qu'elle peut être modifiée si les caractéristiques de la liaison sont modifiées dans le temps. Ce traitement de signal peut se faire au niveau des transmetteurs (pré-compensation) ou au niveau des récepteurs (post-compensation).

1.4.4 Règles d'ingénierie

Les règles d'ingénierie permettent aux concepteurs de prendre des décisions quant à la façon dont le réseau optique sera construit. C'est par des calculs, des analyses et des simulations que des règles peuvent être définies. Elles doivent tenir compte du budget de puissance, du budget des temps de montée, de la gestion de l'atténuation et de la dispersion et de tous les effets indésirables à considérer dans le contexte qui est défini. À titre d'exemple, la portée maximale pourrait être définie à travers des règles d'ingénierie, pour différentes constructions de liaisons optiques.

Le tableau 1.2 présente un exemple de règles d'ingénierie qui associe la portée maximale d'une liaison optique composée d'une cascade d'amplificateurs optiques en fonction de la

Rapport-Gratuit.com

distance entre chaque amplificateur optique, pour une puissance moyenne d'émission de 1 mW (0 dBm). Il est assumé qu'un OSNR de 20 dB est nécessaire pour que le système fonctionne correctement et que le gain des amplificateurs optiques compense l'atténuation dans le *span* de fibre (α = 0.2 dB/km) précédant l'amplificateur optique. Les valeurs du tableau sont tirées de Agrawal (2005), à la figure 6.3 de la page 191 et de l'équation 6.2.2 de la même page.

Tableau 1.2 Portée maximale en fonction de la distance qui sépare les amplificateurs optiques

Distance entre les amplificateurs (km)	**Portée maximale (km)**
60	5000
70	3600
80	2500
90	1900
100	1200

1.5 L'impact des contraintes physiques sur la planification des réseaux optiques

Les réseaux optiques WDM sont caractérisés par l'emploi de plusieurs longueurs d'onde afin de réaliser les connexions optiques requises selon la matrice de trafic entre les nœuds. Une fois que le nombre de longueurs d'onde ainsi que les chemins optiques qu'elles emprunteront est déterminé, l'exercice qui consiste à associer les demandes à des longueurs d'onde bien définies est une opération qui se doit d'être optimisée. Ce processus a pour nom le routage et l'allocation des longueurs d'onde, *RWA* (*routing and wavelength assignment*), et des algorithmes ont été développés pour y arriver. Dans un réseau optique traditionnel, il n'est pas possible de modifier facilement la planification initiale en termes de RWA. Afin de faire évoluer ou modifier le réseau optique, on procède plutôt par ajout séquentiel de longueur d'onde. Aussi, les ressources accessibles sont préalablement planifiées, comme le nombre

maximal de longueurs d'onde utilisables, l'emplacement et les capacités des dispositifs de routage utilisés comme les ROADM. Évidemment, les contraintes physiques ont un impact considérable dans la mise en place d'une solution réseau en termes de planification et de RWA. Cette section énumère certains de ces impacts et explique différents enjeux reliés aux contraintes physiques concernant le RWA.

Au cours de la dernière décennie, les réseaux optiques longue distance ont passé d'une architecture opaque à une architecture de plus en plus transparente. Cet aspect implique que les signaux vont traverser plusieurs nœuds et vont parcourir des centaines de kilomètres sans régénération. Aussi, ils devront pouvoir composer avec de fortes puissances optiques et un espacement inter canal de plus en plus petit. En effet, cette tendance concorde avec le désir des opérateurs d'augmenter la capacité et la flexibilité de leurs réseaux, ainsi que d'économiser des coûts.

Un des problèmes dans un réseau tout optique ou transparent vient entre autres du fait que l'on ne peut plus compter sur la régénération pour améliorer la qualité du signal à des nœuds intermédiaires. Effectivement, au nœud de destination, la qualité du signal pourrait être assez mauvaise pour que celui-ci ne rencontre pas les critères de performance requis. Étant donné que chaque liaison traverse plusieurs segments de fibres, dotés de caractéristiques différentes, les contraintes physiques de chaque liaison varieront. De plus, l'ajout de canaux sur la liaison augmentera la diaphonie (*crosstalk*) entre les canaux. Cet effet indésirable constitue une forme d'interférence entre deux ou plusieurs longueurs d'onde, qui dégrade la qualité du signal, donc le BER des liaisons existantes (Huang, Heritage et Mukherjee, 2005).

La perspective de pouvoir commuter le signal dans le domaine optique oblige à considérer certains effets non désirables afin de déterminer rapidement la qualité du signal, dans le but de prendre une décision de routage ou d'allocation de longueur d'onde. Cependant, il n'est pas possible de caractériser le signal par une simple figure de mérite, puisque beaucoup trop d'éléments l'influencent. On peut compter notamment les effets non linéaires (FWM, XPM, SPM), l'absence d'uniformité dans les dispositifs passifs et les fibres utilisées,

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

l'accumulation d'émission spontanée amplifiée (ASE), ainsi que la dispersion matérielle et la dispersion des modes (PMD). En fait, un espacement inter canal très petit et une forte puissance par canal entraîne une dégradation considérable de la qualité du signal, notamment due au XPM. Le FWM est aussi un effet important, dans un contexte DWDM (Pachnicke *et al.*, 2006).

La figure 1.10 illustre bien la problématique reliée aux contraintes physiques dans un réseau transparent. Le *nœud E* et le *nœud D* cherchent à transmettre de l'information au *nœud F*, mais comme la longueur d'onde λ_2 est déjà utilisée entre le *nœud C* et le *nœud F*, les longueurs d'onde provenant de *E* et *D* (λ_2 λ_1) vont transiter par le *nœud B*. Cependant, les deux longueurs d'onde ne parcourent pas la même distance totale, puisqu'elles n'ont pas la même source. En effet, la longueur d'onde λ_2 provient de *E*, ce qui laisse présager un niveau de distorsion plus élevé que la longueur d'onde λ_1 provenant de *D*.

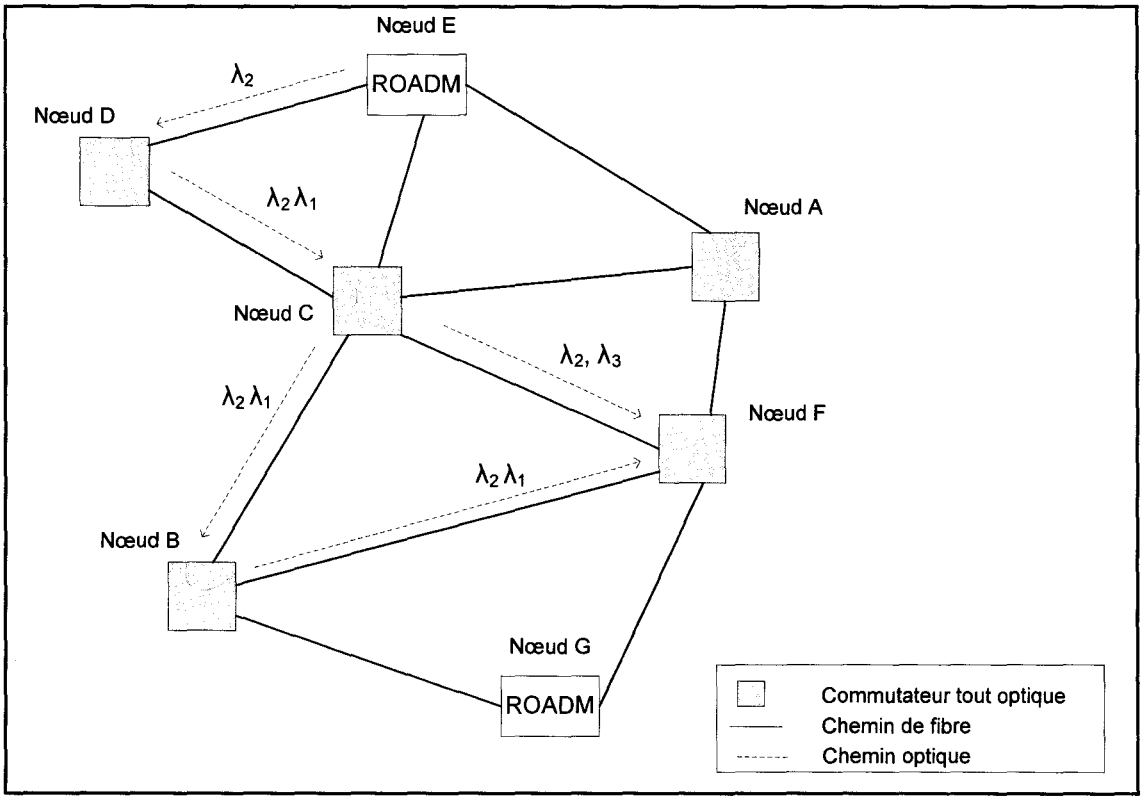


Figure 1.10 RWA dans un réseau optique transparent.

Quant aux effets provenant des éléments de ligne comme la fibre et les amplificateurs optiques, il est important de valider l'homogénéité des composants, c'est-à-dire l'uniformité des paramètres qui influencent les effets non désirables. Dans le cas où les caractéristiques des composants ne seraient pas uniformes, une moyenne pondérée des différentes valeurs des paramètres des composants peut être utilisée. Ainsi, avec des valeurs uniformes, issues de moyennes pondérées, une panoplie de dégradations peuvent être facilement calculées afin de déduire la qualité du signal. Les avantages de cette méthode sont la rapidité, puisque certaines dégradations sont déjà précalculées, et sa précision, dépendamment de l'estimateur (méthode de calcul) utilisé. Ces estimateurs doivent présenter deux caractéristiques très importantes, qui sont aussi dépendantes en quelque sorte l'une de l'autre, soit la simplicité de calcul et une grande précision des effets à estimer. Pour ce faire, selon Morea *et al.* (2008), trois critères simples sont mis de l'avant pour y arriver.

1. La distance maximale que l'on peut parcourir avec un canal (une longueur d'onde).
2. Une méthode qui permettrait de considérer le nombre de nœuds traversés et d'obtenir une approximation grossière de la performance des longueurs d'onde.
3. Seulement considérer dans le calcul les effets les plus dominants en termes de limitation et allouer de la marge aux autres effets.

De plus, avec l'utilisation de la métrologie, qui consiste à mesurer certains aspects du signal et des composants afin de recueillir de l'information servant à administrer le réseau, il serait possible de recueillir des données sur l'évolution de la dégradation des composants physiques et ainsi mettre à jour les bases de données. Les calculs permettant de qualifier le signal pourraient alors être refaits, dans le but d'adapter les décisions reliées au RWA. Dans un contexte de réseau dynamique, les effets transitoires de chaque dispositif doivent aussi être étudiés. Par exemple, l'ajout de canaux aura pour effet de modifier la puissance à l'entrée des amplificateurs optiques et ceux-ci devront s'adapter. Bien que cet aspect soit pertinent dans un concept de réseau transparent, il ne sera pas abordé dans ce mémoire.

CHAPITRE 2

LES RÉSEAUX OPTIQUES SANS FILTRE

2.1 Caractéristiques générales

La caractéristique principale qui définit le concept de réseau sans filtre est l'élimination des éléments de commutation optiques actifs (commutateur optique et ROADM) de la liaison, ce qui a pour conséquence la réduction des coûts d'implantation et de transformation du réseau. Deux avancées technologiques ont permis l'élaboration d'un tel concept. Tout d'abord, pour remplacer les éléments de commutation optiques actifs, on mise sur les développements technologiques en matière de transmetteurs et récepteurs accordables. C'est donc dire que la flexibilité en termes de routage et de commutation des longueurs d'onde est repoussée vers les transmetteurs et les récepteurs. Ensuite, le développement de la compensation électronique de la dispersion permet de grandement faciliter la reconfiguration d'un réseau en fonction de l'évolution du trafic (Tremblay, Gagnon et Châtelain, 2006).

2.2 Éléments de réseau

La différence entre les éléments de réseau d'un réseau sans filtre et ceux d'un réseau traditionnel réside dans l'utilisation de diviseurs de puissance optique, de transmetteurs et récepteurs accordables, ainsi que dans l'absence d'éléments de multiplexage et de démultiplexage. Évidemment, les fibres optiques et les amplificateurs optiques sont les mêmes que ceux qui composent un réseau traditionnel.

2.2.1 Transmetteurs et récepteurs accordables

Un des éléments de réseau important provient directement des développements technologiques en matière de transmetteurs et récepteurs. En effet, des transmetteurs et des récepteurs accordables en longueur d'onde sont maintenant disponibles sur le marché, à un coût comparable aux interfaces à longueur d'onde fixe (Aramideh, 2003). Dans les réseaux

traditionnels, l'utilisation de transmetteurs à longueur d'onde accordable a pour principal but de minimiser l'inventaire et non de reconfigurer le réseau. C'est aussi le cas pour les récepteurs, qui doivent composer avec une valeur de longueur d'onde statique, fixée par le filtre au démultiplexeur. Ceci rend le travail d'allocation et de routage de longueur d'onde assez compliqué lorsqu'une modification doit être apportée à la suite de changements dans les demandes. Les transmetteurs accordables permettent une plus grande flexibilité puisqu'il est possible de modifier la longueur d'onde d'émission du laser afin de couvrir complètement la bande spectrale de 1530 nm à 1565 nm (bande C). Les récepteurs accordables sont aussi nécessaires pour permettre une pleine flexibilité et une reconfiguration dynamique du réseau.

2.2.2 Diviseur de puissance optique

Un diviseur de puissance est un dispositif passif à fibre optique très simple. Il est un composant de base dans une architecture de réseau sans filtre, car il permet de relier les sections de fibres entre elles, de façon simple, passive et très peu coûteuse. Tel qu'illustré à la figure 2.1, il est constitué de deux fibres fusionnées sur une certaine distance, ce qui permet un transfert d'énergie lumineuse d'une fibre à l'autre. Un diviseur de puissance optique, qui est utilisé pour diviser le signal au niveau d'une branche ou du côté de la réception, se voit attribuer le nom de *diviseur*. Par contre, lorsqu'un tel dispositif est utilisé pour combiner deux branches ou pour insérer un canal, on lui attribue le nom de *combineur*. Le dispositif est bidirectionnel et peut donc être utilisé pour combiner et diviser le signal. Les pertes d'insertion typiques associées à un diviseur de puissance sont de 3.2 dB, puisque le facteur de couplage est de 50% et les pertes en excès sont de l'ordre de quelques dixièmes de dB. Ce facteur de couplage représente la fraction de puissance du signal qui passe du premier port d'entrée au deuxième port de sortie (perte de 3 dB). Une valeur de 0.2 dB a été ajoutée à la perte totale afin de travailler avec une perte plus réaliste pour ce genre de composant.

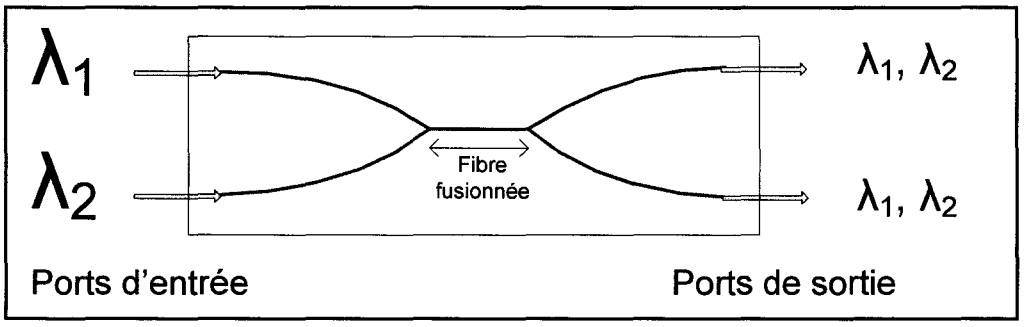


Figure 2.1 Diviseur de puissance optique.

2.2.3 Multiplexage et démultiplexage des signaux

Tout comme dans les réseaux traditionnels, les longueurs d'onde doivent être multiplexées avant d'être insérées sur la fibre optique (WDM), de même que démultiplexées à la réception. Cependant, dans l'approche sans filtre, comme son nom l'indique, aucun élément n'est nécessaire pour multiplexer ou démultiplexer les longueurs d'onde, contrairement aux réseaux traditionnels, du fait de l'accordabilité en longueur d'onde des transmetteurs et récepteurs. C'est grâce à des étages de diviseurs de puissance qu'il est possible d'effectuer ces tâches. En effet, plusieurs *combineurs* placés en cascade permet de combiner les signaux des ports d'entrée (figure 2.2). En réception, une cascade de *diviseurs* permet de diviser le signal un certain nombre de fois, qui correspond au nombre de récepteurs (figure 2.3). Les récepteurs accordables peuvent ensuite sélectionner la longueur d'onde voulue. Évidemment, lors de chaque passage dans un *combineur* ou un *diviseur*, le signal subit une perte, qui correspond à la perte décrite dans la section sur les diviseurs de puissance optique.

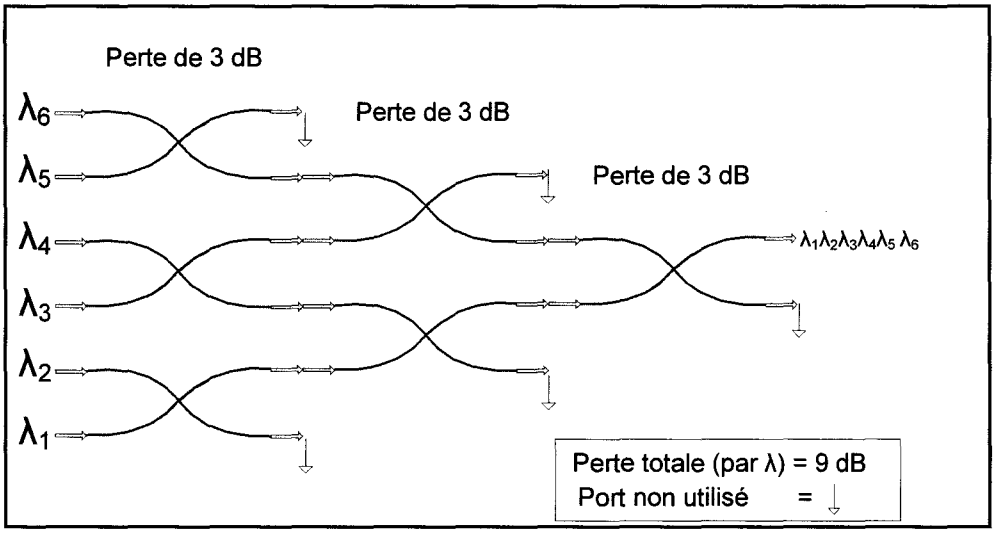


Figure 2.2 Multiplexage de 6 longueurs d'onde dans une liaison optique sans filtre.

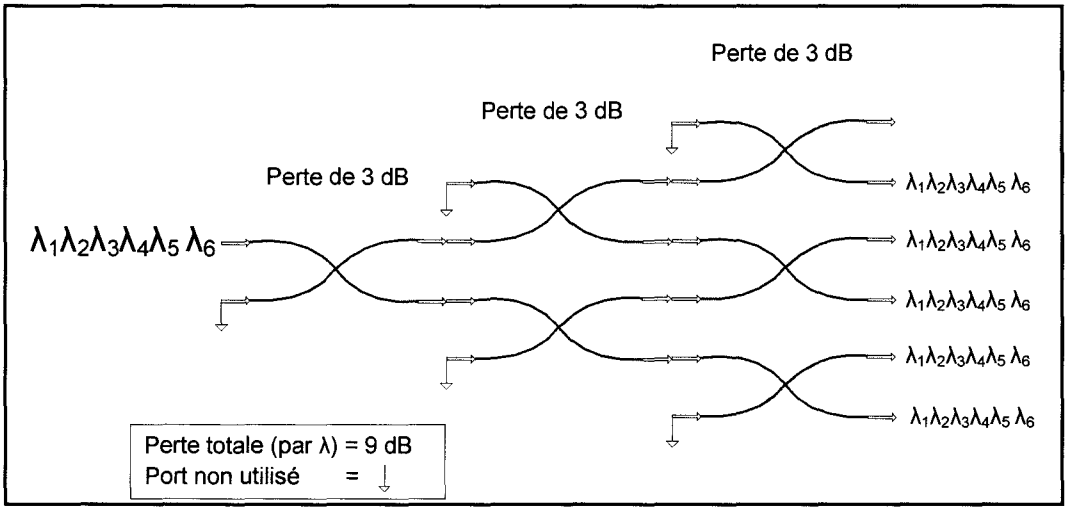


Figure 2.3 Démultiplexage de 6 longueurs d'onde dans une liaison optique sans filtre.

2.2.4 Bloqueur de longueur d'onde

Les bloqueurs de longueur d'onde constituent des éléments qui peuvent être intégrés aux réseaux sans filtre. L'utilisation d'un bloqueur de longueur d'onde permet, comme le nom l'indique, de bloquer ou d'atténuer certaines longueurs d'onde. Cette possibilité permet

d'optimiser l'utilisation des longueurs d'onde et ainsi contribuer à la diminution de la congestion des réseaux optiques sans filtre. Il est donc possible, à un nœud donné, de bloquer une longueur d'onde associée à une demande en amont de la liaison optique pour l'assigner à une autre demande aval. La figure 2.4 illustre l'avantage de l'insertion d'un bloqueur de longueurs d'onde (WB) pour empêcher la propagation de la longueur d'onde λ_1 au-delà du noeud 2, afin de la réutiliser pour une autre demande en aval de l'arbre de fibres.

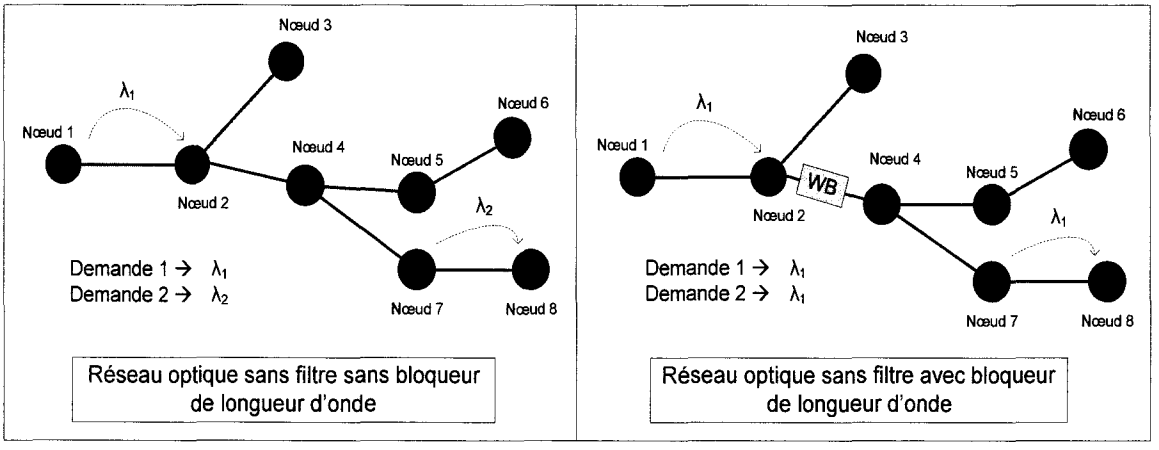


Figure 2.4 Insertion d'un bloqueur de longueur d'onde sur un arbre de fibres.

Le bloqueur de longueur d'onde est un composant mature utilisé dans les réseaux traditionnels depuis plusieurs années déjà. Les dernières générations de bloqueurs de longueur d'onde sont construites à partir de nouvelles technologies basées sur les cristaux liquides ou les microsystèmes électromécaniques. Dans sa forme la plus simple, le bloqueur de longueur d'onde est constitué d'un démultiplexeur, d'un atténuateur variable par longueur d'onde, ainsi qu'un multiplexeur, pour réinsérer les longueurs d'onde recombinées sur la fibre (figure 2.5). La valeur de l'atténuation détermine si la longueur d'onde est bloquée (plus de 35 dB) ou simplement atténuée (15 dB et moins).

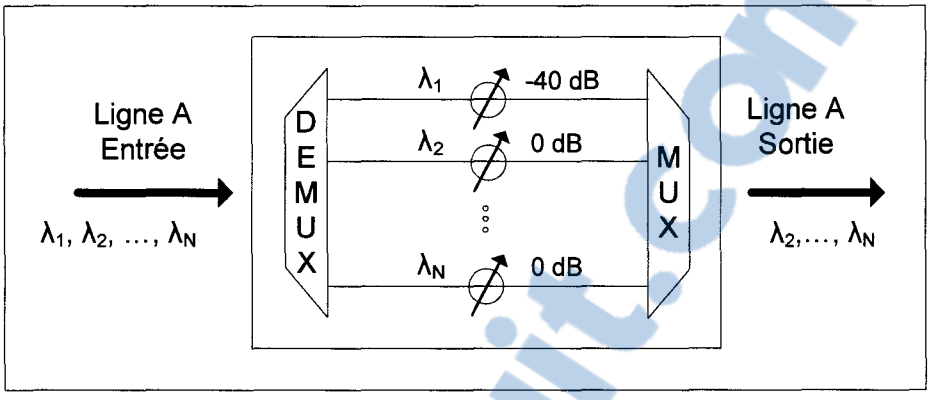


Figure 2.5 Bloqueur de longueur d'onde simple.

2.3 Architecture des réseaux sans filtre

Un réseau optique sans filtre permet de relier différents nœuds d'un réseau à l'aide d'interconnexions de fibres optiques et des diviseurs de puissance optique. L'objectif principal dans l'élaboration d'une solution de réseau sans filtre est de permettre la communication entre tous les nœuds du réseau. Ensuite, la solution doit bien sûr satisfaire la matrice de trafic, qui contient l'ensemble des demandes de connexions entre les nœuds d'un réseau.

La figure 2.6 illustre une architecture typique de réseau à ROADMs de toute dernière génération. Pour sa part, la figure 2.7 illustre le même réseau, mais cette fois-ci avec une architecture de réseau sans filtre. Les éléments de commutation qui constituent les nœuds du réseau traditionnel permettent une communication entre tous les nœuds, considérant chaque liaison bidirectionnelle, c'est-à-dire composée d'une fibre pour chacun des deux sens de propagation. À titre d'exemple, les nœuds A et D peuvent communiquer ensemble, en passant par les nœuds C et/ou E, équipés de ROADMs.

Rapport-Gratuit.com

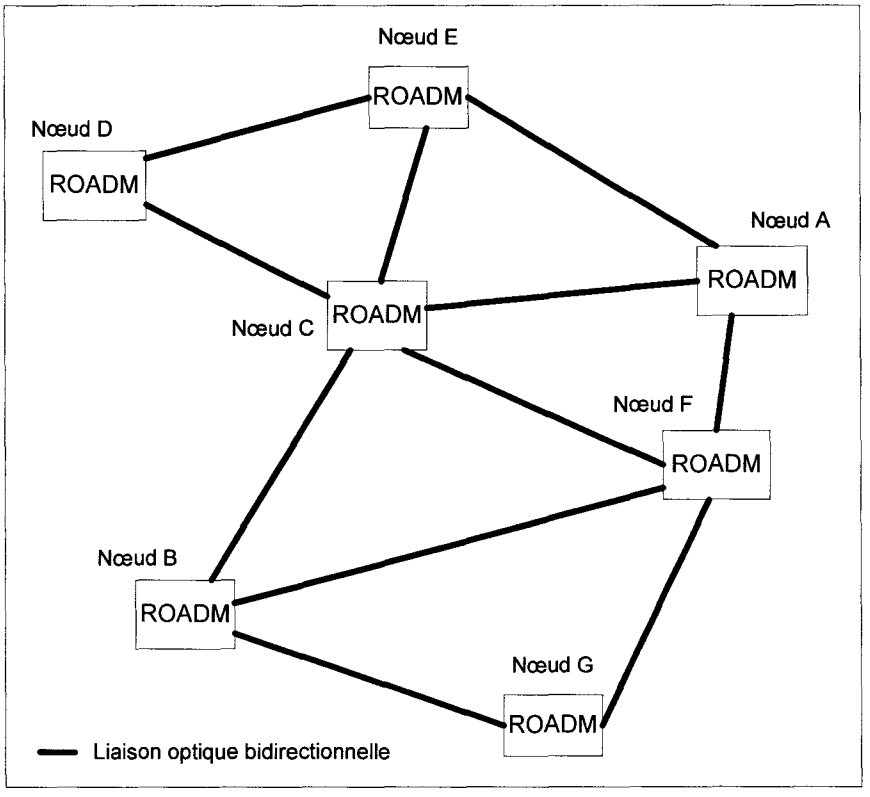


Figure 2.6 Réseau optique traditionnel à commutation optique.

Le réseau optique sans filtre de la figure 2.7 est constitué de deux liens de fibres optiques interconnectées à l'aide de diviseurs de puissance optique. La direction de propagation de l'information sur les deux liaisons est indiquée par des flèches. De cette façon, si le nœud A veut communiquer avec le nœud D, il fera transiter l'information par le nœud E, via la liaison représentée par une ligne continue. Pour sa part, le nœud D, devra aussi faire transiter l'information destinée au nœud A par le nœud E, via la liaison représentée par une ligne pointillée. Au niveau des nœuds, les longueurs d'onde sont insérées à l'aide de combineurs, et extraites à l'aide de diviseurs de puissance optique.

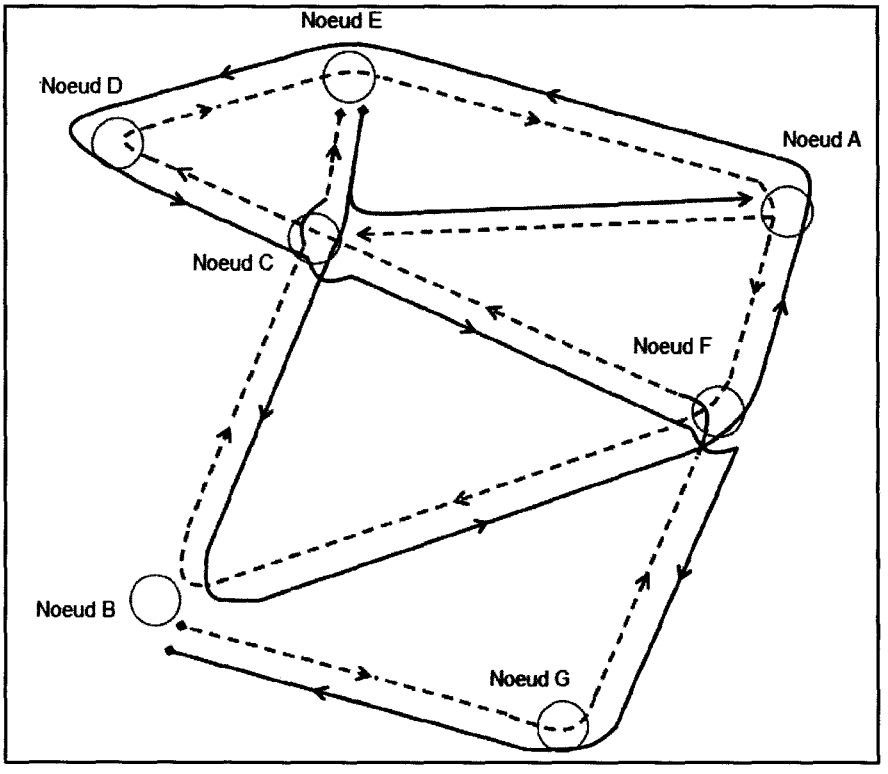


Figure 2.7 Réseau optique sans filtre.

Adapté de Tremblay *et al.* (2007, p. 2)

Dans les nœuds, les fibres optiques sont interconnectées entre elles en plaçant des diviseurs et combineurs de puissance entre des points de contact tel qu'illustré à la figure 2.8. Les contacts représentent les points d'entrée et de sortie dans un nœud d'un point de vue conceptuel. Selon l'architecture du réseau sans filtre, c'est au niveau des points de contact que les interconnexions, permettant de diviser ou de combiner des branches, seront réalisées. La figure 2.8 illustre le réseau de la figure 2.7, mais selon la représentation par contacts. C'est cette représentation qui est utilisée dans le processus de génération de la solution sans filtre (Archambault, 2008).

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

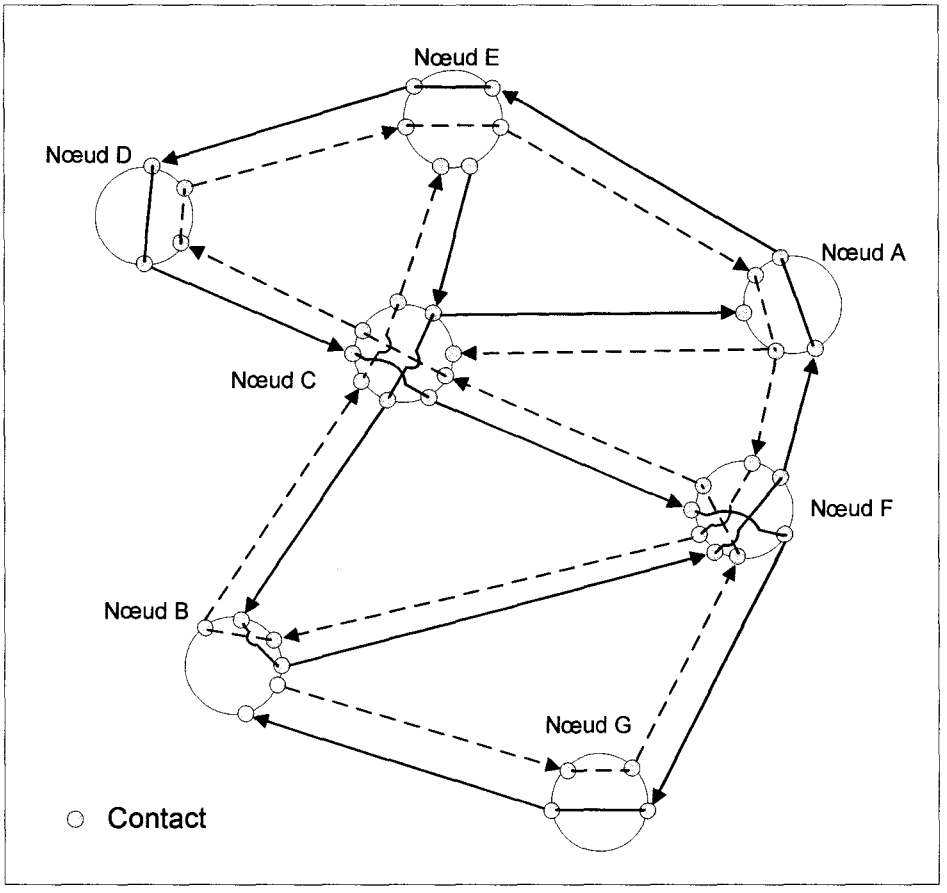


Figure 2.8 Représentation par contacts du réseau de la figure 2.2.

Les fibres optiques, qui sont reliées ensemble au moyen de diviseurs de puissance, forment ce qui est défini par Archambault (2008) comme un arbre de fibres. Afin de satisfaire aux exigences d'une solution de réseau sans filtre, plusieurs arbres de fibres peuvent être nécessaires. En effet, le réseau sans filtre présenté à la figure 2.7 est constitué de deux arbres de fibres (figure 2.9). L'arbre de fibres peut aussi se diviser en plusieurs branches au besoin, de même que des branches peuvent s'y combiner. En effet, dans les deux arbres de fibres de la figure 2.9, le signal est divisé à l'aide diviseur au nœud C pour le premier arbre et au nœud A pour le second arbre. De cette façon, le même signal est envoyé dans deux directions et permet de satisfaire toutes les demandes de connexions optiques entre les noeuds. La génération d'arbres de fibres n'est pas traitée dans ce mémoire puisqu'elle relève de travaux antérieurs (Archambault, 2008).

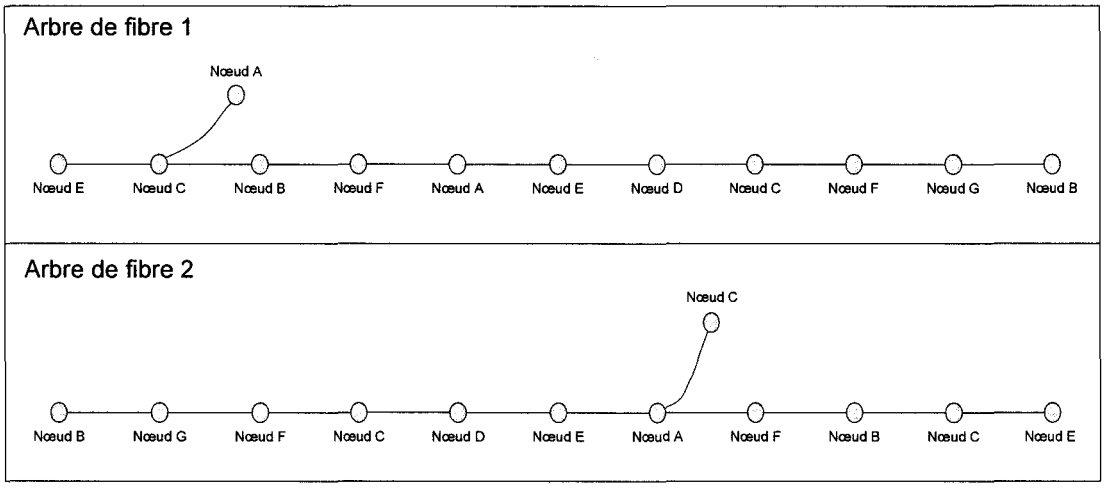


Figure 2.9 Arbres de fibres du réseau de la figure 2.2.

2.4 Architecture d'une liaison à fibre optique sans filtre

Cette section permet de bien définir un modèle pour chacun des éléments constituant une liaison optique sans filtre. Ces modèles, aussi nommés *blocs*, sont issus du modèle de liaison optique sans filtre de base, à laquelle des éléments de réseau supplémentaires, *combineurs* et *diviseurs*, sont ajoutés entre les sections de fibre optique. Ces blocs permettent aussi de définir les types de nœuds possibles. La fonction d'un nœud est de pouvoir insérer ou extraire des longueurs d'onde localement, de même que de rediriger les longueurs d'onde qui sont seulement en transit vers les chemins de fibres menant aux nœuds de destination visés.

2.4.1 Liaison optique sans filtre de base

Un arbre de fibres auquel aucune branche n'est combinée et qui ne divise pas le signal sur plus d'une branche, est défini comme une liaison sans filtre de base, une liaison linéaire. Les nœuds qui sont desservis par cette liaison sans filtre de base sont définis comme des nœuds de base, c'est-à-dire sans combinaison et division du signal, tel qu'illustré à la figure 2.10. Un diviseur de puissance est utilisé pour diviser le signal vers les éléments de réception. Un combineur de puissance est utilisé pour insérer les longueurs d'onde locales sur la liaison

optique. Ce *combineur* est placé de l'autre côté d'un amplificateur optique, qui maintient la puissance des longueurs d'onde déjà présentes sur la liaison.

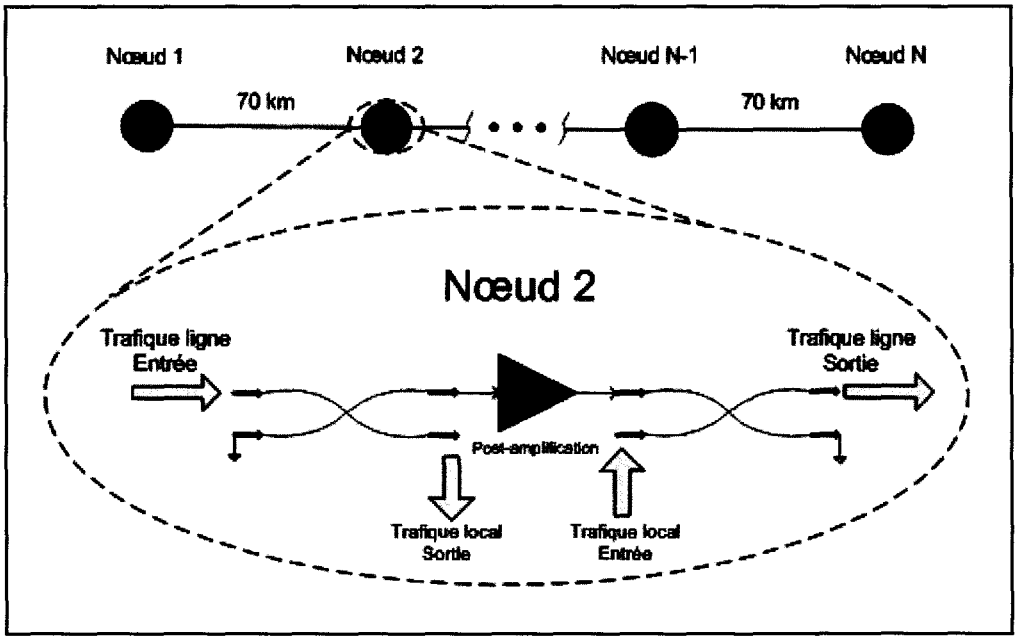


Figure 2.10 Nœud de base d'une liaison optique sans filtre de base.

La figure 2.11 définit une section de base d'une liaison sans filtre. Ce bloc, nommé *section de base*, est en fait un *span*, c'est-à-dire une section de fibre optique entre deux amplificateurs optiques de ligne. Dans ce cas-ci, le *span* est constitué d'un segment de fibre de 70 km, suivi d'un amplificateur optique à deux étages avec accès à mi-étage (*mid stage access*). De cette façon, il est possible d'insérer des modules (DCF, diviseur de puissance optique, ...) et de compenser leur atténuation avec l'étage de postamplification. Le second amplificateur optique correspond à l'amplificateur présent dans le nœud, tel qu'illustré dans la figure 2.10. Afin de faciliter sa compréhension et son utilisation, l'amplificateur optique à deux étages est modélisé comme deux amplificateurs optiques distincts. L'utilisation de ce type d'amplificateur optique de même que d'un module de compensation de la dispersion est nécessaire aux fins de modélisation VPI, la dispersion étant gérée électroniquement en réalité.

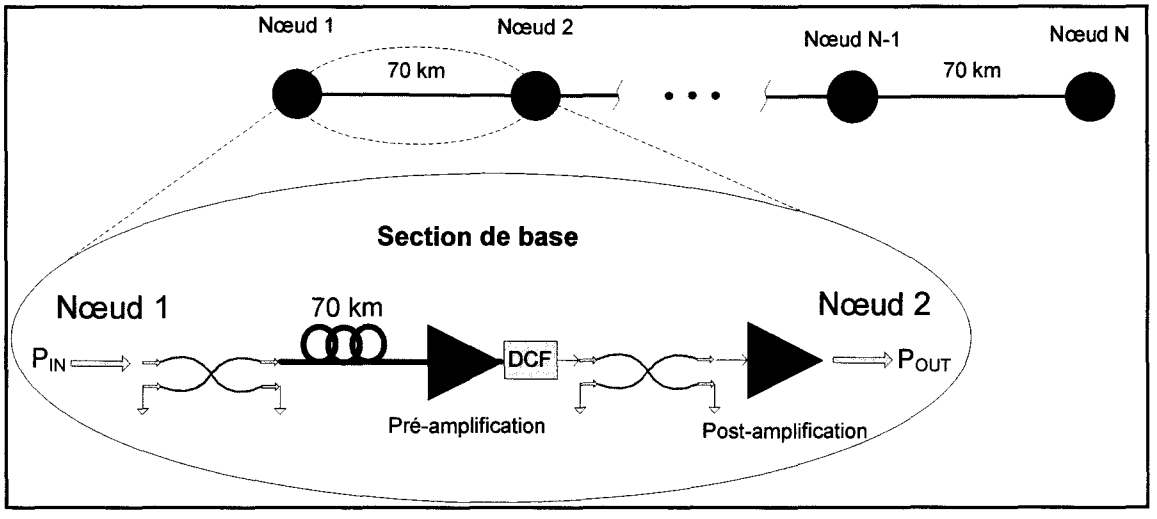


Figure 2.11 Section de base sans filtre.

2.4.2 Liaison optique sans filtre complexe

Une liaison optique sans filtre complexe est une liaison constituée de liens combinés ou divisés et il faut en tenir compte dans la construction des blocs en question. De plus, il faut aussi faire une distinction entre des liens (branches) qui seraient combinés à l'entrée d'un nœud de ceux qui le seraient à la sortie d'un nœud, et c'est aussi le cas pour les liens qui sont divisés. Cette particularité provient de la façon dont l'outil de génération de solution sans filtre génère une solution, afin d'optimiser l'utilisation des longueurs d'onde (Archambault 2008). Tel qu'illustré aux figures 2.12 et 2.13, toute division ou combinaison de branches s'effectue au niveau des nœuds. Afin de couvrir toutes les possibilités, un bloc est conçu pour chaque scénario de division ou de combinaison.

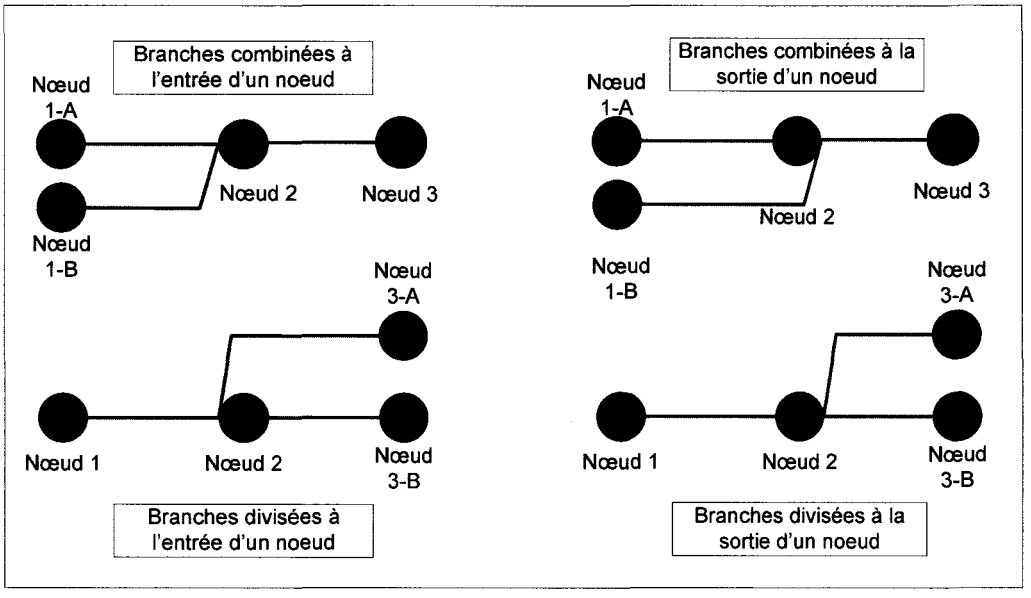


Figure 2.12 Possibilités de combinaisons et divisions de branches.

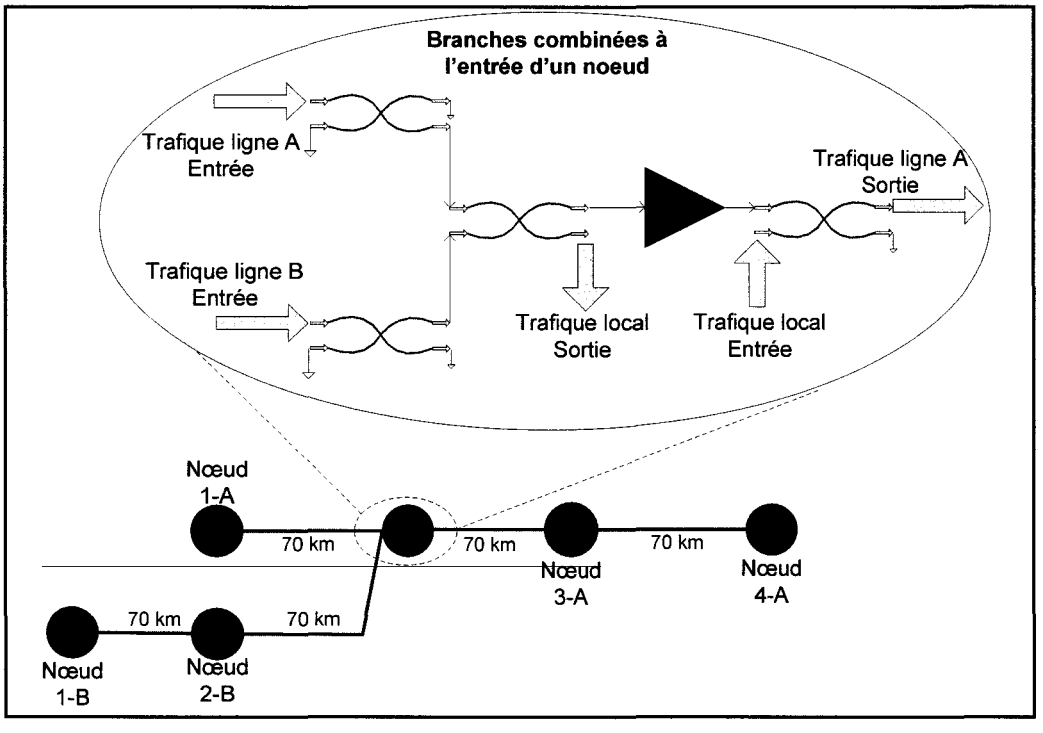


Figure 2.13 Exemple de deux branches combinées à l'entrée d'un noeud.

Jonctions de deux branches à l'entrée d'un noeud

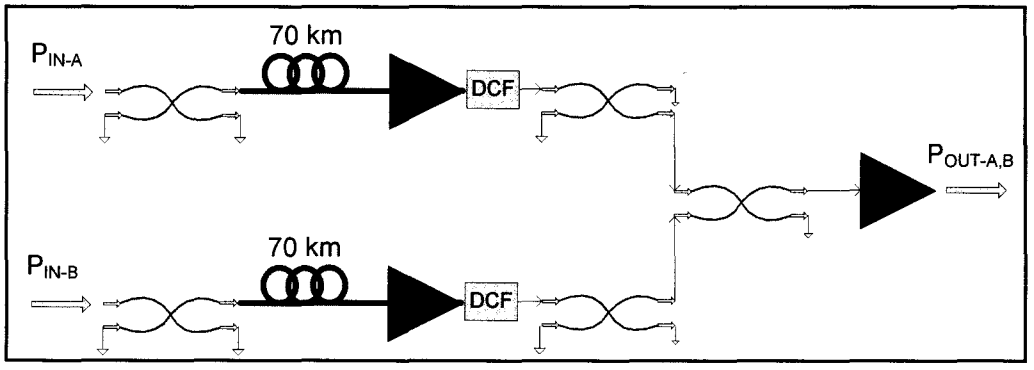


Figure 2.14 Sections combinées en entrée.

Le bloc représenté à la figure 2.14, nommé *sections combinées en entrée*, permet de combiner deux branches (en référence au concept d'arbre de fibre présenté précédemment) à l'entrée d'un nœud sans filtre. C'est donc dire que les signaux provenant de la branche supérieure (P_{IN-A}) et les signaux provenant de la branche inférieure (P_{IN-B}) sont combinés par des diviseurs de puissance optique (*combineurs*). De plus, le second étage d'amplification (G2) est requis pour compenser l'atténuation des deux signaux combinés en amont ($P_{OUT-A,B}$).

Division d'une branche à l'entrée d'un noeud

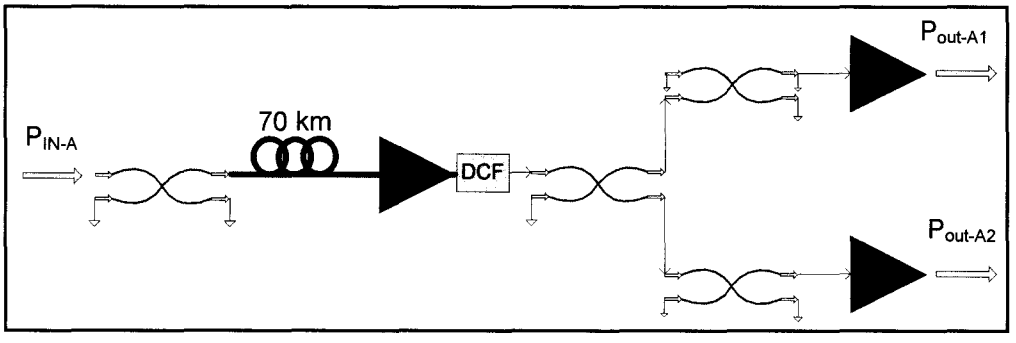


Figure 2.15 Section divisée en entrée.

La figure 2.15 représente le bloc nommé *section divisée en entrée*, qui permet de diviser deux branches à l'entrée d'un nœud sans filtre. Dans ce cas-ci, la cascade de *diviseurs* permet d'acheminer le même signal (P_{IN-A}) à deux branches différentes.

Jonction de deux branches à la sortie d'un noeud

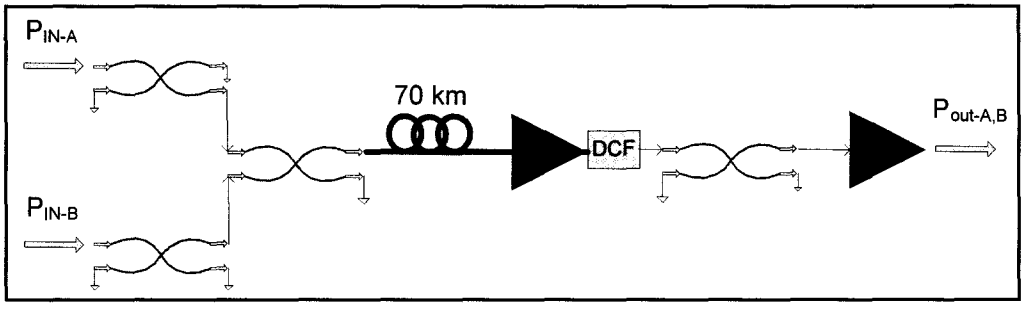


Figure 2.16 Sections combinées à la sortie.

Le bloc de la figure 2.16, nommé *sections combinées à la sortie*, permet de combiner deux branches à la sortie d'un nœud sans filtre. C'est donc dire que les signaux provenant de la branche supérieure (P_{IN-A}) et les signaux provenant de la branche inférieure (P_{IN-B}) sont combinés grâce aux *combineurs*.

Division d'une branche à la sortie d'un noeud

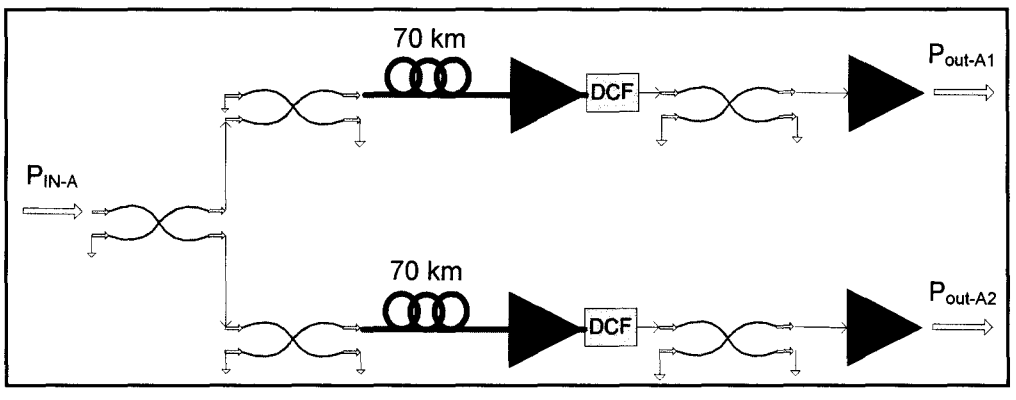


Figure 2.17 Section divisée à la sortie.

La figure 2.17 représente le bloc nommé *section divisée à la sortie*, qui permet de diviser deux branches à la sortie d'un nœud sans filtre. Dans ce cas-ci, la cascade de *diviseurs* permet d'acheminer le même signal (P_{IN-A}) à deux branches différentes.

2.4.3 Étages de transmission et de réception

Dans le but de satisfaire le nombre de connexions optiques requises, chaque nœud est équipé d'un certain nombre de transmetteurs et de récepteurs optiques. Chaque nœud est donc à la fois un nœud transmetteur et un nœud récepteur. Le concept de *bloc* est aussi appliqué aux étages de transmission et de réception. Il est question d'étages puisque les transmetteurs et les récepteurs sont reliés grâce à une cascade de diviseurs de puissance optique. Les *blocs* portent le nom de *M-Tx* (*Multiple Transmitters*) pour le côté transmission (figure 2.19) et *M-Rx* (*Multiple Receivers*) pour le côté réception (figure 2.18). Le concept consiste à regrouper quatre transmetteurs ou récepteurs, des coupleurs, ainsi qu'un amplificateur optique du côté de la réception. En effet, l'amplificateur optique utilisé dans un bloc M-Rx compense la perte subie dans les étages de coupleur du bloc même (6.4 dB), en plus des étages supplémentaires de coupleurs qui pourraient être utiles afin de regrouper plusieurs M-Rx. Toutefois, un amplificateur optique est utilisé du côté de la transmission pour compenser les pertes des étages de *combineurs* et celui-ci est placé à la toute fin des cascades de *combineurs*, soit juste avant l'insertion des canaux au niveau du nœud.

De plus, une distinction importante doit être faite entre les blocs de réception et ceux de transmission. En effet, les canaux qui sont extraits ne sont pas compensés par le second étage d'amplification de ligne qui se situe au milieu du nœud (figure 2.10). Il est donc nécessaire d'ajouter un amplificateur optique d'appoint pour certains cas afin de compenser les pertes du diviseur de puissance optique et de la fibre à compensation de dispersion (DCF) placée juste avant le diviseur. L'ajout de cet amplificateur optique d'appoint à la sortie du nœud est nécessaire lorsque plus de 3 M-Rx sont déployés.

Rapport-Gratuit.com

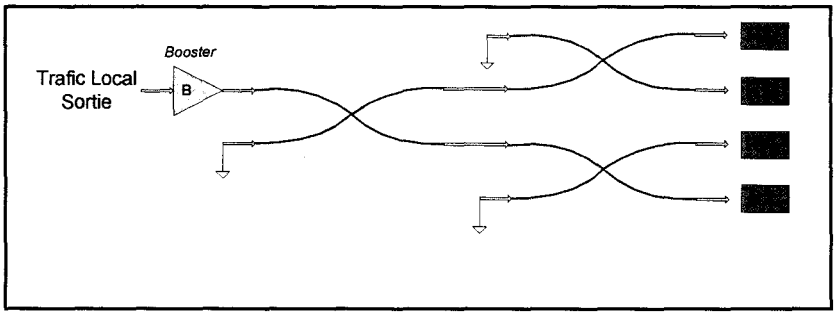


Figure 2.18 Architecture d'un bloc récepteur (M-Rx).

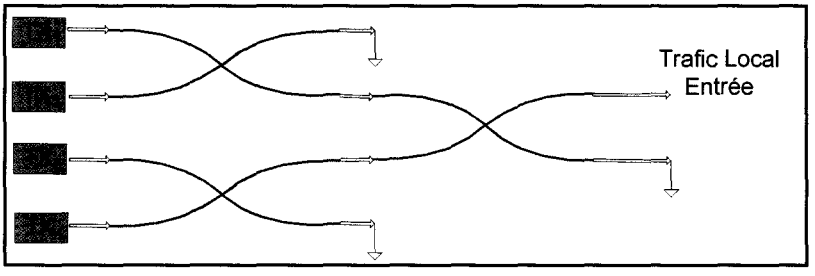


Figure 2.19 Architecture d'un bloc transmetteur (M-Tx).

Le choix de quatre transmetteurs et quatre récepteurs pour constituer un M-Tx et un M-Rx provient du désir d'utiliser un amplificateur optique capable de fournir une amplification maximale qui compense les pertes provenant des diviseurs optiques passifs, pour un contexte de pleine utilisation (80 canaux). En effet, le nombre d'étages de diviseurs de puissance nécessaires pour multiplexer ou démultiplexer 80 canaux est de 5, correspondant à une perte de 22.4 dB (3.2 dB / diviseur). Aussi, cette architecture permet de conserver une certaine granularité dans les possibilités d'ajout ou de soustraction de canaux et quatre à la fois est un bon compromis. Même si les blocs transmetteurs n'incluent pas d'amplificateur optique, ils sont traités de la même façon, afin d'uniformiser la modélisation VPI et accélérer le traitement dans le valideur de couche physique.

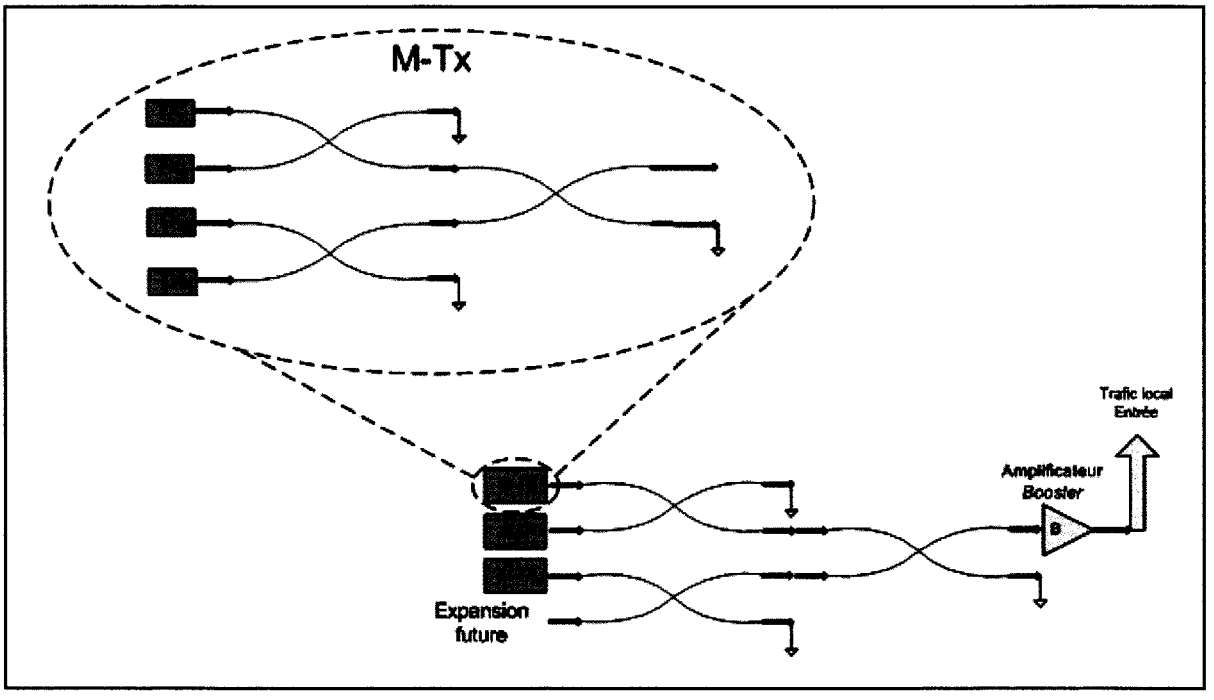


Figure 2.20 Nœud transmetteur à 12 longueurs d'onde (3 M-Tx).

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

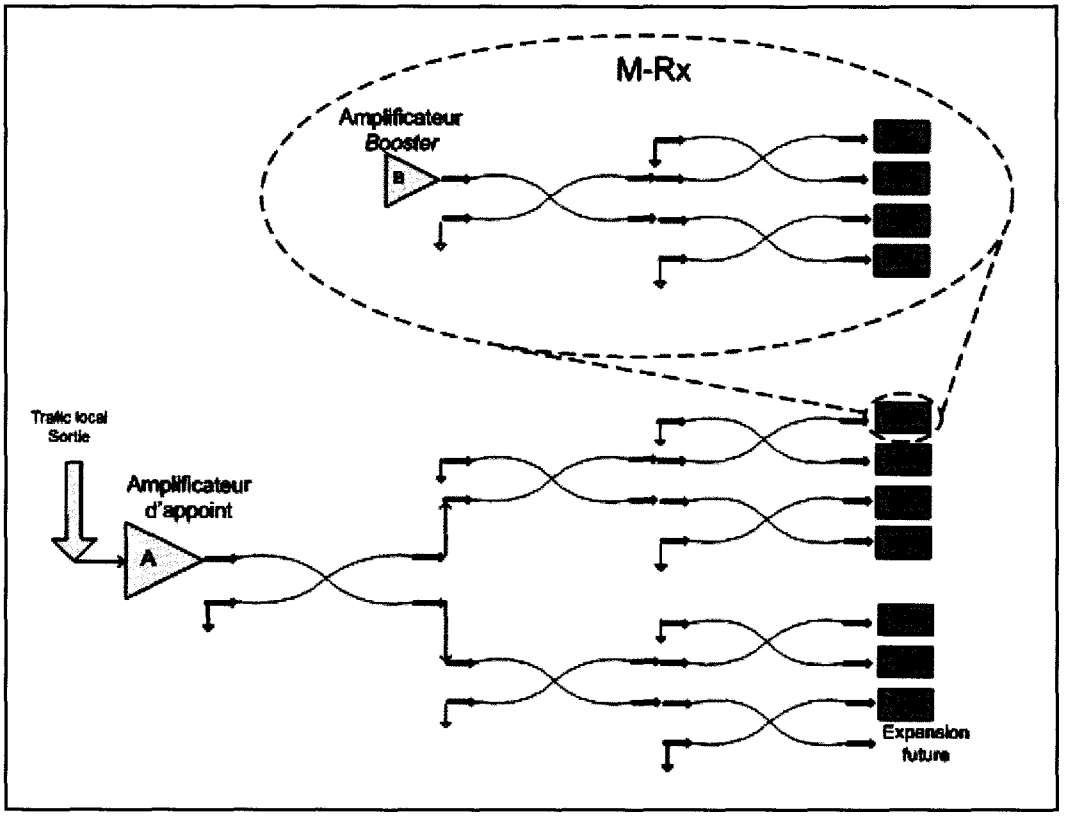


Figure 2.21 Nœud récepteur à 28 longueurs d'onde (7 M-Rx).

La construction des étages de transmission et de réception est réalisée en conservant toujours un port d'entrée ou de sortie accessible en tout temps. De cette façon, il est possible d'ajouter des étages en fonction de l'augmentation du trafic, tant du côté TX que RX. Dans le cas de la figure 2.20, le nombre d'étages de diviseurs de puissance optiques nécessaires afin de répondre à la demande est de deux, en plus de ceux inclus dans les M-Tx. La figure 2.21 présente une situation où le nombre total d'étages de diviseurs de puissance est de 5, ce qui comprend aussi les étages constituant les M-Rx. Le tableau 2.1 liste le total des pertes associées au nombre total d'étages nécessaires de composants de division ou de combinaison du signal, en fonction du nombre de M-Tx et de M-Rx.

Tableau 2.1 Pertes associées aux étages de diviseurs de puissance en fonction du nombre de M-Tx ou de M-Rx (hypothèse : 3.2 dB perte / diviseur 1x2)

Nombre de canaux	**Nombre de M-Tx / M-Rx**	**Nombre d'étages de diviseurs optiques passifs**	**Pertes totales des étages de diviseurs optiques passifs (dB)**
4	1	1	9.6
8 - 12	2 - 3	2	12.8
16 - 28	4 - 7	3	16
32 - 60	8 - 15	4	19.2
64 - 124	16 - 31	5	22.4

2.5 Ingénierie de liaison

Dans un contexte de réseau sans filtre, l'ingénierie de liaison est tout aussi importante que dans un contexte de réseau optique plus traditionnel. Cependant, de par la nature même d'une architecture de réseau sans filtre, certains points sont à regarder de plus près. En effet, il existe un certain paradoxe entre le désir de simplifier une architecture de réseau en éliminant les éléments actifs et de filtrage puisque se faisant, l'on se prive aussi de la possibilité d'améliorer la qualité du signal tout au long du parcours. Malgré le fait qu'un déploiement réel nécessite un travail de caractérisation et tient compte de diverses contraintes reliées au terrain dans le processus d'ingénierie de liaison, les modèles et les paramètres décrits dans ce mémoire sont uniformisés, afin d'en faire l'analyse et de tirer certaines conclusions.

Tout d'abord, il faut tenir compte qu'aucun élément ne permet de bloquer le signal une fois qu'il a atteint son destinataire. C'est pourquoi il faut tenir compte de tout l'arbre de fibres dans le calcul de performance d'un signal parcourant une partie de l'arbre en question. De ce fait, chaque canal voyageant dans l'arbre de fibre parcourt un trajet différent, puisqu'il peut être inséré et extrait à n'importe quel nœud, de n'importe quelle branche constituante d'un arbre de fibre. Il faut donc se doter de règles qui permettraient de valider tous les scénarios

possibles. L'approche qui est privilégiée et qui est présentée dans ce mémoire consiste à prédire la dégradation du signal dans le cas le plus contraignant. Évidemment, il faut pouvoir identifier ce cas, peu importe l'arbre de fibres à analyser.

En regardant de plus près le concept de réseau sans filtre, on se rend compte que la principale source de bruit provient de l'accumulation de bruit d'émission spontanée (ASE) dans les cascades d'amplificateurs optiques. Dans ce cas, la distance à parcourir pour un canal est directement proportionnelle au nombre d'amplificateurs optiques qu'il devra traverser. C'est donc dire qu'en matière d'accumulation de bruit (ASE), la plus grande distance à parcourir pour un canal constitue le scénario à analyser. De plus, comme la valeur de ASE émise par un amplificateur optique dépend entre autres de son gain, il importe aussi de considérer le scénario où les amplificateurs optiques présents dans les étages de transmission et de réception ont le gain le plus élevé. C'est le cas lorsqu'un maximum de canaux est transmis et reçu, puisque le nombre d'étages de diviseurs et de combineurs est maximal, engendrant ainsi une plus grande perte, qui doit être compensée par un gain plus élevé pour les amplificateurs optiques.

La gestion de l'atténuation consiste à placer un amplificateur optique de gain égal aux pertes de la section précédente. Dans la modélisation présentée dans ce mémoire, on prendra pour hypothèse des *spans* égaux de 70 km, des pertes par diviseur de puissance de 3.2 dB, des paramètres uniformes pour les composants utilisés et des gains d'amplificateurs optiques calculés à partir des pertes à compenser. Le calcul du gain de chaque amplificateur optique a donc pour but de compenser entièrement les pertes encourues du signal dans le *span* précédant, sans plus. Le fait de travailler avec une longueur de fibre de 70 km, au lieu de 80 km par exemple, constitue un choix de l'équipe de recherche. Cette valeur constitue une longueur typique, sachant que sur le terrain, chaque *span* varie selon les prédispositions géographiques associées à l'emplacement des nœuds et des stations d'amplification optique.

L'autre aspect important, d'un point de vue de la couche physique, constitue les distorsions qui détériorent les canaux. Le chapitre 1 fait l'étalage des principaux effets qui peuvent

perturber le signal et ceci n'est pas différent dans un contexte sans filtre, les effets de distorsion provenant majoritairement du fait WDM. Les avancées technologiques permettent aussi de négliger certains effets dans les calculs d'ingénierie de liaison. On pense entre autres à la gestion de la dispersion qui est beaucoup plus simple maintenant qu'on peut compter sur la compensation électronique.

Aussi, il importe de considérer la façon dont un arbre est construit, si des liens sont combinés ou divisés. De cette façon, le bruit présent (ASE) sur chacun des deux liens pourrait aussi se combiner ou se diviser (s'atténuer tout comme le signal). Dans les deux cas, l'approche globale demeure inchangée puisque l'on recherche le trajet le plus long dans un arbre de fibres donné, incluant les branches combinées ou divisées.

2.6 L'intégration des contraintes physiques

L'avenue qui est étudiée dans ce mémoire se définit comme un moyen de valider les solutions de réseau sans filtre générées par la plateforme de conception d'un réseau sans filtre. Elle se caractérise par une approche simple, puisque l'objectif est aussi de tirer parti de la simplicité, en termes des composantes utilisées, d'une architecture de réseau sans filtre.
L'utilisation de règles d'ingénierie permettant de définir l'ensemble des limitations en fonction de critères de transmission bien précis (qualité du signal) doit tenir compte des contraintes physiques.

Le principal défi dans l'intégration des contraintes physiques dans le processus de conception d'une solution réseau, réside dans le paradoxe de vouloir simplifier ce processus, tout en voulant améliorer sa précision ou sa fiabilité. En fait, avec la perspective de voir les réseaux devenir dynamiques, c'est-à-dire s'adapter aux modifications des demandes, il faut aborder une nouvelle approche. Il n'est maintenant plus possible de gérer les canaux point à point, puisque ceux-ci parcourent des chemins différents. C'est précisément le cas dans une solution sans filtre et « *une des possibilités serait de définir les limites de performance du*

réseau transparent à l'aide de règles de design simples et constantes » (Sygletos, Tomkos et Leuthold, 2008).

Par sa simplicité, un réseau optique sans filtre permet l'utilisation d'approches analytiques afin de valider une solution de réseau. À partir de simulations réalisées avec le logiciel *VPItransmissionMaker*^{TM}, il est ensuite possible de valider l'approche analytique et certaines règles d'ingénierie, comme la portée maximale et l'évolution des effets de distorsion du signal dans les différentes solutions de réseau sans filtre. Comme la principale source de bruit provient des chaînes d'amplificateurs optiques (ASE), elle constitue le paramètre déterminant dans le processus de validation d'une solution. C'est d'ailleurs autour de ce paramètre que s'articule l'outil de validation, la densité spectrale de bruit pouvant être calculée facilement connaissant les paramètres des amplificateurs optiques. Finalement, c'est la valeur du taux d'erreur sur les bits (BER) qui permet de statuer sur la viabilité de la solution analysée ou non. Le chapitre trois de ce mémoire est consacré à la définition du modèle théorique utilisé et à la définition des règles d'ingénierie, en modélisant différentes solutions-type sans filtre avec le logiciel de simulation.

CHAPITRE 3

MODÉLISATION D'UNE LIAISON OPTIQUE SANS FILTRE

3.1 Définition du modèle théorique

Les arbres de fibres sont principalement constitués d'amplificateurs optiques, de fibres optiques et de diviseurs de puissances optiques. Cette caractéristique est très intéressante puisqu'elle simplifie grandement les calculs d'ingénierie de liaison. En effet, tel qu'expliqué dans Hui et O'Sullivan (2009), lorsqu'une liaison optique est constituée d'une cascade de plusieurs amplificateurs optiques, les performances du système ne sont plus limitées par le niveau de puissance reçu au récepteur, mais bien par le rapport du signal sur le bruit (OSNR) résultant de l'accumulation d'émissions spontanées amplifiées (ASE). L'utilisation des préamplificateurs optiques devant le récepteur permet d'obtenir des puissances assez élevées au récepteur et ceci permet de négliger le bruit thermique et le bruit relié au courant de noirceur.

À la réception, le bruit (ASE) engendre des fluctuations de courant dans la conversion du signal optique en signal électrique. Ces fluctuations de courant ont pour origines deux principaux phénomènes, soit le battement du signal avec la composante copolarisée du bruit ASE et le battement entre les deux composantes orthogonales du bruit.

3.1.1 Calcul du BER

Afin de valider ou non une analyse, c'est le taux d'erreur sur les bits (BER) qui servira de seuil de décision. C'est un paramètre d'analyse de la performance privilégié puisqu'il permet de quantifier le nombre de bits erronés reçus par rapport au nombre de bits total reçus, pendant un certain intervalle de temps. L'objectif est donc d'obtenir le plus petit taux d'erreur possible et inférieur à un taux acceptable prédéfini, 10^{-12} par exemple pour les réseaux WDM traditionnels tels que mentionnés par Hui et O'Sullivan (2009).

De plus, dans les transmetteurs et les récepteurs optiques actuels, divers types de codage permettent la détection et la correction d'erreurs. Ce codage, appelé FEC (*forward error correction*) est très utile puisqu'il permet de rendre le signal plus robuste au bruit et aux distorsions, de telle sorte que la portée peut être étendue. Cet outil est maintenant intégré systématiquement à tous les systèmes de transmission optique à longue distance et permet de corriger un BER aussi élevé que 10^{-3} à un taux de 10^{-15} (Hui et O'Sullivan, 2009, p.483). Cette valeur de BER (10^{-3}) représente donc notre valeur seuil afin de valider ou non une solution sans filtre.

Afin de calculer le BER au récepteur, il est nécessaire de connaître la distribution de probabilité des signaux logiques 1 et 0. Assumant une distribution gaussienne égale pour les deux types de signaux, la variance (σ) et la moyenne (b) des niveaux logiques 1 et 0 peuvent être définis, de même que la valeur seuil de voltage (v_{th}), au-delà de laquelle un niveau logique 1 est obtenu. De même, le facteur Q (et le taux d'erreur correspondant), qui est nécessaire pour le calcul de probabilité d'un bit erroné, peut être défini à l'aide de la relation décrite par les équations 3.1 et 3.2 (Keiser, 2000).

$$Q = \frac{v_{\text{th}} - b_0}{\sigma_0} = \frac{b_1 - v_{\text{th}}}{\sigma_1} \tag{3.1}$$

$$\text{BER} = P_e(Q) = \frac{1}{2}\left[1 - erf\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right)\right] \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{e^{-Q^2/2}}{Q} \tag{3.2}$$

Comme le facteur Q est relié au rapport du signal sur le bruit nécessaire au récepteur pour atteindre un BER spécifique, c'est le paramètre le plus souvent utilisé pour décrire la performance d'une liaison.

3.1.2 Méthodes de calcul d'OSNR

Tel que vu au chapitre 1, le rapport signal sur bruit optique est défini comme étant le rapport de la puissance du signal optique sur la puissance totale du bruit. Dans une liaison optique constituée d'une cascade d'amplificateurs optiques, le bruit se veut principalement le fruit des émissions spontanées amplifiées générées par ces amplificateurs optiques. Considérant une liaison où les amplificateurs optiques ont des caractéristiques semblables et des gains égaux, la puissance totale de bruit d'émission spontanée P_{ASE}^{tot} est donnée par l'équation 3.3 (Agrawal, 2005).

$$P_{ASE}^{tot} = 2n_{sp}h\upsilon B_O N_{OA}(G-1) \tag{3.3}$$

La puissance du bruit est fonction de la bande passante du filtre optique en réception (B_o), du gain des amplificateurs optiques (G), du nombre d'amplificateurs optiques (N_{OA}), de la constante de Plank (h), de la fréquence optique (ν) du signal et du coefficient d'inversion de population (n_{sp}).

Il existe cependant quelques variantes dans les méthodes de calculs d'OSNR, notamment au niveau de certaines approximations. Les calculs d'OSNR ne tiennent habituellement pas compte des sources de distorsion du signal en dehors du bruit. Les critères de qualité en matière d'OSNR sont habituellement exprimés en décibels (équation 3.4).

$$\mathrm{OSNR}_{\text{final-dB}} = 10\log(OSNR_{final}) \tag{3.4}$$

À partir de l'OSNR, il est ensuite possible de calculer le facteur Q, ce qui permet d'obtenir le BER. Tel que défini dans le manuel des utilisateurs de VPItransmissionMaker™, la relation entre le facteur Q et l'OSNR est décrite par l'équation 3.5, où B_o et B_e sont respectivement les largeurs de bande du filtre optique et du filtre électrique.

Rapport-Gratuit.com

$$Q = \frac{2OSNR\sqrt{\frac{B_O}{B_e}}}{1+\sqrt{1+4OSNR}} \tag{3.5}$$

Méthode théorique standard

Une des méthodes les plus souvent utilisées, puisqu'assez simple, est définie ici comme la méthode standard de calcul d'OSNR. Le rapport signal sur bruit optique à la fin de la chaîne d'amplificateurs optiques est donné par le rapport entre la puissance du signal reçue (P_{IN}) et la puissance totale du bruit (P_{ASE}^{tot}) est donné par l'équation 3.6 (Agrawal, 2005).

$$\text{OSNR}_{\text{final}} = \frac{P_{IN}}{P_{ASE}^{tot}} = \frac{P_{IN}}{2n_{sp}h\upsilon B_O N_{OA}(G-1)} \tag{3.6}$$

Méthode théorique VPI

Une autre méthode de calcul d'OSNR existe aussi, cette fois faisant appel au paramètre de figure de mérite de l'amplificateur optique (*NF*). Cette méthode, quoique très semblable à la méthode standard, fournit des résultats légèrement différents. Cette méthode est utilisée dans la modélisation théorique de simulations dans le logiciel VPI (VPIsystems, 2008). La relation est donnée par l'équation 3.7, où P_{out} est la puissance moyenne à la sortie de l'amplificateur optique, $L_{AmpSpan}$ est la perte par *span*, *NF* est la figure de mérite des amplificateurs optiques, *N* est le nombre d'amplificateurs optiques et B_m est la bande passante optique sur laquelle est mesuré le bruit.

$$\text{OSNR}_{\text{final}} = \frac{P_{out}}{NF.L_{AmpSpan}.h.\upsilon.B_m.N} \tag{3.7}$$

3.1.3 Méthode de calcul du facteur Q de Hui et O'Sullivan

Dans une liaison amplifiée à plusieurs *spans*, les sources de bruit dominantes proviennent du battement Signal-ASE et du battement ASE-ASE. De ce fait, les autres sources de bruit comme le bruit thermique, le bruit quantique et le bruit relié au courant de noirceur au récepteur peuvent être négligées, notamment dans le calcul du facteur Q. Cependant, les distorsions qui affectent le signal comme la dispersion, la diaphonie (*cross-talk*) et les effets non linéaires doivent être pris en compte dans la qualification du signal. C'est avec des facteurs de pénalité d'ouverture de l'œil (A et B) qu'il est possible d'inclure une certaine quantification de ces distorsions. Pour un contexte dans lequel on ne tient pas compte de ces distorsions, les facteurs A et B valent 1 et 0 respectivement (Hui et O'Sullivan, 2009). Cette méthode, bien plus précise et représentative de la réalité, permet de calculer le facteur Q d'un signal au récepteur, en tenant compte des principaux effets de distorsion et de bruit, au moyen de la relation donnée par l'équation 3.8.

$$Q = \frac{2\Re(A-B)P_{ave}}{\sqrt{\left(4\Re(q+\rho_{ASE}\Re)AP_{ave}+\rho_{ASE}^2\Re^2(2B_o-B_e)\right)B_e} + \sqrt{\left(4\Re(q+\rho_{ASE}\Re)BP_{ave}+\rho_{ASE}^2\Re^2(2B_o-B_e)\right)B_e}} \tag{3.8}$$

$\rho_{ASE} = p\eta_{sp}hf\left(G(f)-1\right)$ –> Pour un seul étage d'amplificateur optique.

$\rho_{ASE-TOT} = p\eta_{sp}hf\left(G(f)-1\right)N_{OA}$ –> Pour une cascade de N_{OA} amplificateurs optiques.

p : Nombre d'états de polarisation (2)

$\Re$: Responsivity (mA/mW)

P_{ave} : Puissance moyenne reçue (W)

A : Valeur minimale de la partie supérieure de l'oeil

B : Valeur maximale de la partie inférieure de l'oeil

q : Charge d'un électron $= 1.6023*10^{-19}C$

B_o : Bande passante du filtre optique au récepteur (GHz)

B_e : Bande passante du filtre électrique au récepteur (GHz)

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

3.2 Application du modèle théorique de calcul d'OSNR

La méthode de calcul de Hui et O'Sullivan étant jugée la plus complète et précise, c'est cette méthode qui est choisie pour qualifier le signal à la réception et calculer le BER. La difficulté réside dans le fait qu'il faut pouvoir connaître la valeur de la densité spectrale de bruit totale ($\rho_{ASE\text{-}TOT}$) au récepteur.

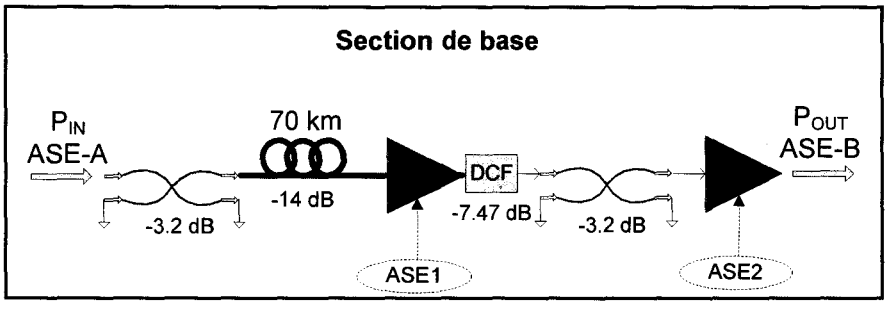


Figure 3.1 ASE pour une section de base.

On sait que dans une liaison composée d'une cascade d'amplificateurs optiques, la densité spectrale totale ou la puissance totale du bruit ASE est fonction du nombre d'amplificateurs optiques et notamment de leur gain respectif. Pour une liaison linéaire, constituée uniquement de sections de base (figure 3.1), ces deux paramètres sont connus. En effet, le calcul n'est pas très compliqué puisque la valeur de la densité spectrale de bruit ASE totale est la somme du bruit injecté à chaque amplificateur optique (équation 3.9 et 3.10).

$$\rho_{ASE-TOT} = \sum_{i=1}^{N_{OA}} \rho_{ASE-i} \tag{3.9}$$

$$\rho_{ASE-B} = \rho_{ASE-A} + \rho_{ASE-1} + \rho_{ASE-2} \tag{3.10}$$

L'application des méthodes conventionnelles d'évaluation du rapport signal sur bruit optique à un réseau sans filtre (arbre de fibres) nécessite tout de même quelques ajustements, puisque différentes constructions sont possibles, considérant que les branches peuvent être divisées ou combinées à plusieurs reprises. Le principal défi de l'applicabilité d'un modèle de calcul,

et donc de la possibilité de prédire la qualité du signal, se situe dans la définition préalable des possibles constructions d'arbres de fibres. Le chapitre précédent ayant permis de définir un réseau sans filtre, il est maintenant possible de prédire la façon dont un arbre de fibres sera construit, de même que le gain des amplificateurs optiques qui le constitue. Connaissant le gain de chaque amplificateur optique, il faut ensuite déterminer comment se comporte le bruit ASE lorsque des branches sont combinées ou divisées. Il est ensuite possible de calculer la valeur de la densité spectrale de bruit à la fin d'un arbre de fibres, au récepteur, peu importe l'architecture de cet arbre de fibres. Finalement, la méthode de Hui et O'Sullivan peut être utilisée pour calculer le facteur Q et déterminer le BER.

3.2.1 Calcul d'OSNR pour deux branches combinées

Lorsque des branches sont combinées, à l'entrée ou à la sortie d'un nœud, il faut évidemment en tenir compte dans le calcul de densité spectrale de bruit. Tel que défini précédemment, des blocs sont utilisés pour modéliser ces deux possibilités, ce qui permet de travailler avec des gains d'amplificateur optique déjà calculés. La figure 3.2 et 3.3 illustrent bien le comportement du bruit en matière d'émission spontanée amplifiée (ASE) dans un contexte où des branches sont combinées. Dans les deux cas, il faut tenir compte du bruit déjà présent sur les deux branches, qui est additionné lorsque les branches sont combinées.

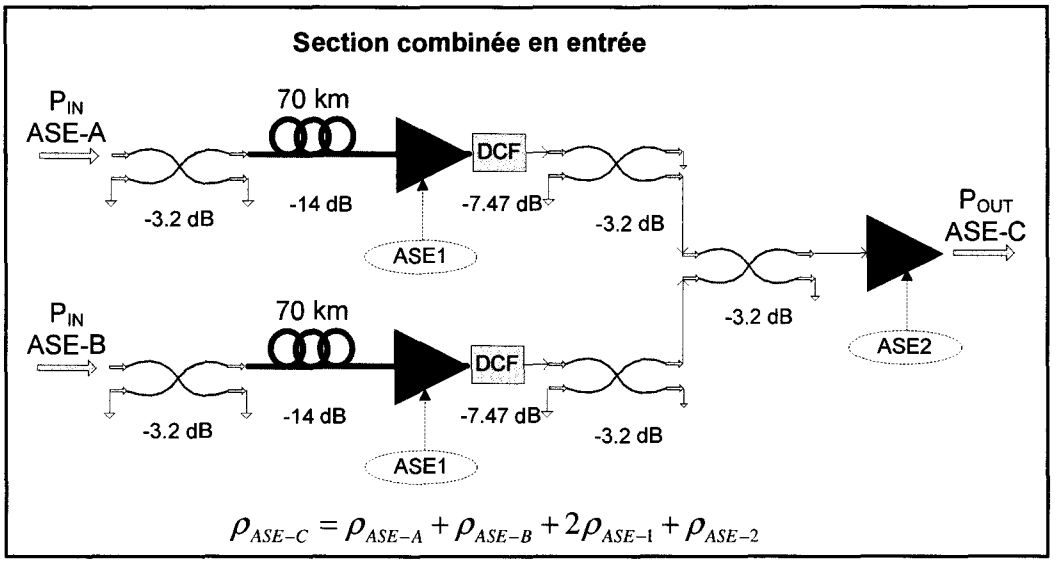


Figure 3.2 ASE pour une section combinée en entrée.

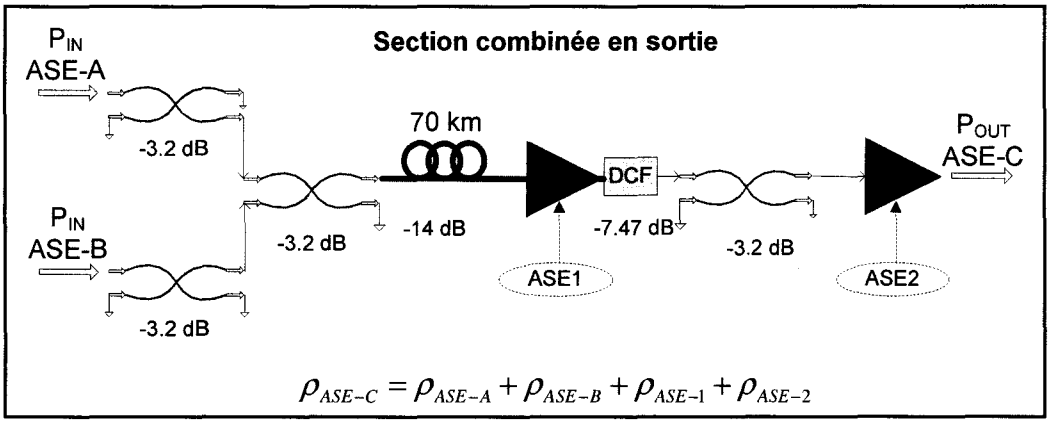


Figure 3.3 ASE pour une section combinée en sortie.

3.2.2 Calcul d'OSNR pour deux branches divisées

Lorsque des branches sont divisées, à l'entrée ou à la sortie d'un nœud, le bruit se comporte de pair avec le signal, c'est-à-dire qu'il va se diviser lui aussi, il subit une atténuation en puissance. C'est donc dire que le seul changement provient d'une légère augmentation du gain des étages d'amplificateurs optiques pour compenser la perte supplémentaire provenant des cascades de diviseurs de puissance.

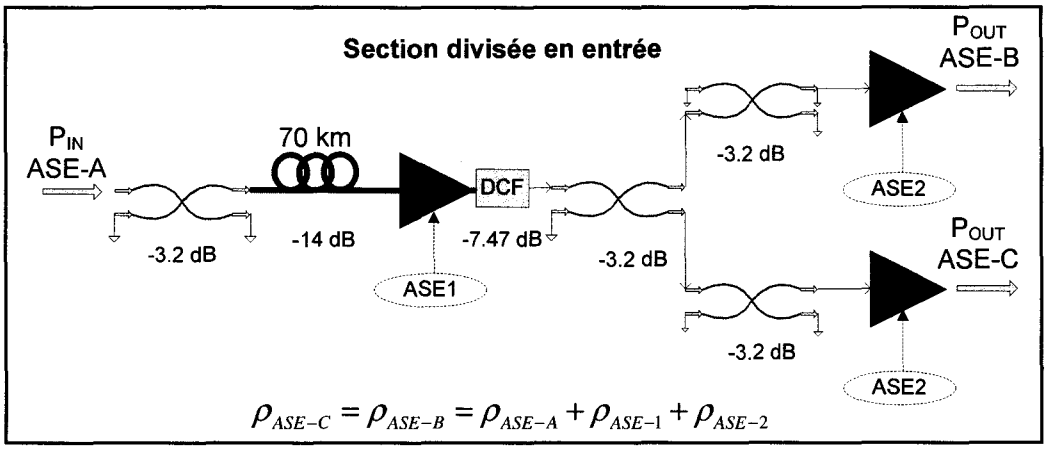


Figure 3.4 ASE pour une section divisée en entrée.

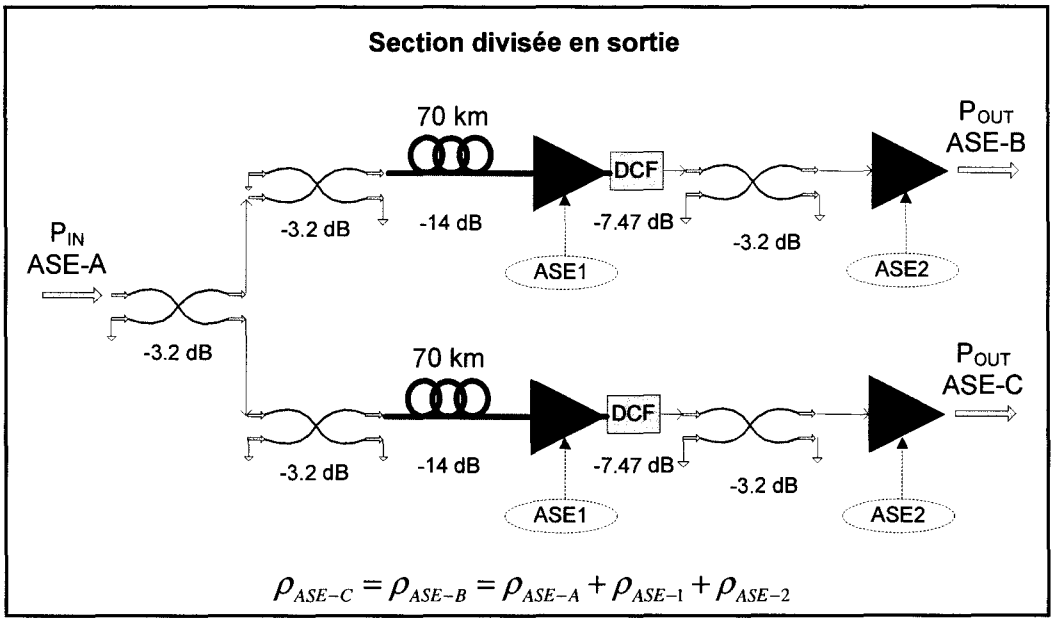


Figure 3.5 ASE pour une section divisée en sortie.

3.3 Modélisation à l'aide du logiciel VPItransmissionMaker™

Le logiciel VPItansmissionMaker™, ci-après appelé VPI, est une des suites logicielles de l'environnement VPIsystems® et permet de créer et modéliser des composantes photoniques et des liaisons optiques de toutes sortes, ainsi que calculer la performance ou la qualité du signal qui se propage dans la couche physique d'un réseau optique. Les possibilités qu'offre

ce logiciel sont très grandes puisqu'en plus de pouvoir concevoir ces propres composantes, plusieurs types de composantes sont déjà modélisés. Dépendamment des composantes, il est possible d'ajuster plusieurs paramètres afin de personnaliser la composante et son comportement.

L'objectif de la modélisation avec l'outil de simulation VPI est de pouvoir confirmer les prédictions basées sur des modèles théoriques développés à la section 3.1, concernant le comportement du signal dans une liaison sans filtre. En plus de valider le modèle théorique, ces simulations permettent aussi de déterminer certaines des règles d'ingénierie qui sont utilisées dans la conception du valideur de couche physique.

Toutes les composantes qui sont utilisées pour concevoir une solution sans filtre sont décrites dans cette section. Leurs modélisations se limitent au logiciel de simulation VPI et seuls les paramètres pertinents seront énumérés. La figure 3.6 illustre un exemple de l'utilisation de ces composantes afin de modéliser une liaison optique dans l'environnement de VPI.

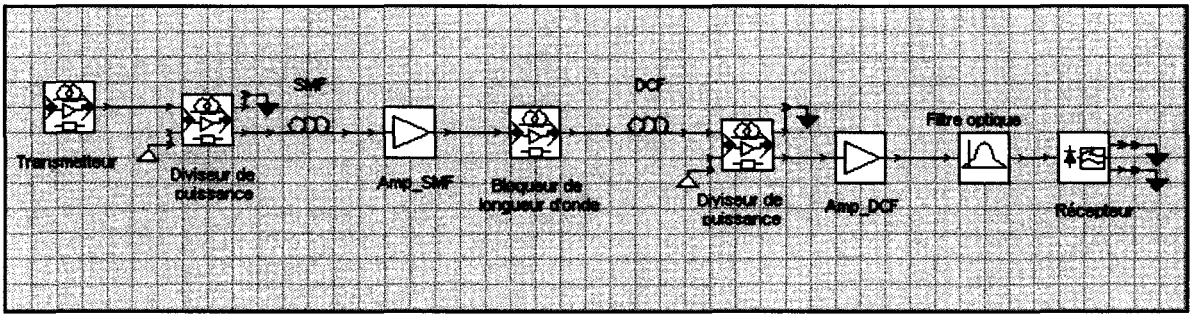


Figure 3.6 Modèle VPI d'une liaison optique.

3.3.1 La fibre optique

La fibre optique qui est utilisée modélise la propagation du signal en résolvant un couple d'équations non linéaires de Schrödinger (équation 3.11), décrivant ainsi la propagation de chacune des deux composantes de polarisation orthogonales d'un signal optique dans une fibre (VPIsystems, 2005).

$$\left[\frac{\partial}{\partial z}+\frac{\alpha}{2}+\beta_1\frac{\partial}{\partial t}-j\frac{\beta_2}{2}\frac{\partial^2}{\partial t^2}-\frac{\beta_3}{6}\frac{\partial^3}{\partial t^3}\right]E(z,t)=-j\gamma\left[\left|E(z,t)\right|^2+\frac{2}{3}\left|E(z,t)\right|^2\right]E(z,t) \qquad (3.11)$$

$\frac{\alpha}{2}$ --> Décrit l'atténuation.

$\beta_1\frac{\partial}{\partial t}$ --> Décrit la déviation de la vitesse de groupe.

$j\frac{\beta_2}{2}\frac{\partial^2}{\partial t^2}$ --> Décrit la dispersion de premier ordre.

$\frac{\beta_3}{6}\frac{\partial^3}{\partial t^3}$ --> Décrit la dispersion de deuxième ordre.

$j\gamma\left[\left|E(z,t)\right|^2+\frac{2}{3}\left|E(z,t)\right|^2\right]$ --> Décrit certains effets non linéaires.

Le même modèle est utilisé pour représenter la fibre monomode SMF (*single mode fiber*) et la fibre DCF. Une fibre optique est caractérisée par différents paramètres qui définissent principalement l'atténuation (α) subie par le signal lors de sa propagation dans la fibre, la dispersion du signal (D_1, S_1), l'indice de réfraction complexe de la fibre (n_g, n_2) et l'aire effective de la fibre (A_{eff}). La fréquence de référence (f_{ref}), qui représente la valeur fréquentielle du paramètre λ_0, est présente dans la définition de divers paramètres de l'équation 3.11. Ces paramètres sont définis à travers les coefficients donnés par les équations 3.12 à 3.15 (VPIsystems, 2005).

$$a=\alpha\log(e)=4.434\alpha \qquad (3.12)$$

$$\gamma=\frac{2\pi n_2 f_{ref}}{cA_{eff}} \qquad (3.13)$$

$$\beta_2=-\frac{\lambda_{ref}^{\ 2}}{2\pi c}D \qquad (3.14)$$

$$\beta_3=\frac{\lambda_{ref}^{\ 2}}{(2\pi c)^2}(\lambda_{ref}^{\ 2}S+2\lambda_{ref}D) \qquad (3.15)$$

La valeur des paramètres principaux des fibres SMF et DCF aux fins de simulations est définie aux tableaux 3.1 et 3.2. Il faut noter que la valeur de l'aire effective de la fibre DCF est basée sur certains modèles de DCF utilisés pour des démonstrations à même le logiciel VPI, alors que cette valeur se situe normalement aux alentour de 20 μm^2.

Tableau 3.1 Spécifications de la fibre optique SMF (FiberNLS_PMD)

Coefficient d'atténuation (*a*)	0.20dB/km
Longueur (*Length*)	70 km
Fréquence de référence (f_{ref})	193.1 THz
Indice de groupe (n_g)	1.47
Aire effective (A_{eff})	80.0μm^2
Indice non linéaire (n_2)	2.6E-20
Dispersion D_1 (@ f_{ref}) **Dispersion S_1**	16 ps/nm.km 0.08 s/nm^2.km

Tableau 3.2 Spécifications de la fibre optique DCF (FiberNLS_PMD)

Coefficient d'atténuation (*a*)	0.60dB/km
Longueur (*Length*)	14.22 km
Fréquence de référence (f_{ref})	193.1 THz
Indice de groupe (n_g)	1.45
Aire effective (A_{eff})	30.0μm^2
Indice non linéaire (n_2)	4.0E-20
Dispersion D_1 (@ f_{ref}) **Dispersion S_1**	-90 ps/nm.km 0.21 s/nm^2.km

3.3.2 Le transmetteur optique

Le transmetteur est construit de toutes pièces à l'aide de 5 modules déjà existants dans le logiciel. Il s'agit d'une diode laser DFB d'une largeur spectrale de 10 MHz, d'un générateur de donnée aléatoire PRBS (*pseudo-random binary sequence*), d'un codeur NRZ, d'un contrôleur de temps de montée et d'un modulateur Mach-Zehnder. Ce transmetteur typique est à modulation externe à un débit de 10 Gbits/s. Le nombre de bits est défini par le générateur *PRBS* et est de 2048. Le modulateur possède un rapport d'extinction de 30 dB, ce qui correspond au rapport de puissance entre un niveau logique haut et un niveau bas. Le temps de montée de l'impulsion électrique est contrôlé par le *RiseTimeAdjust* et correspond au quart de la période d'un bit. La puissance et la fréquence d'émission sont les principaux paramètres du transmetteur. Le codage NRZ a été choisi puisqu'il a fait ses preuves en matière de transmission optique longue distance et s'avère un bon choix étant donné que peu de recherche ont été menée afin de d'étudier l'aspect du codage et de la modulation dans un contexte de réseau optique sans filtre.

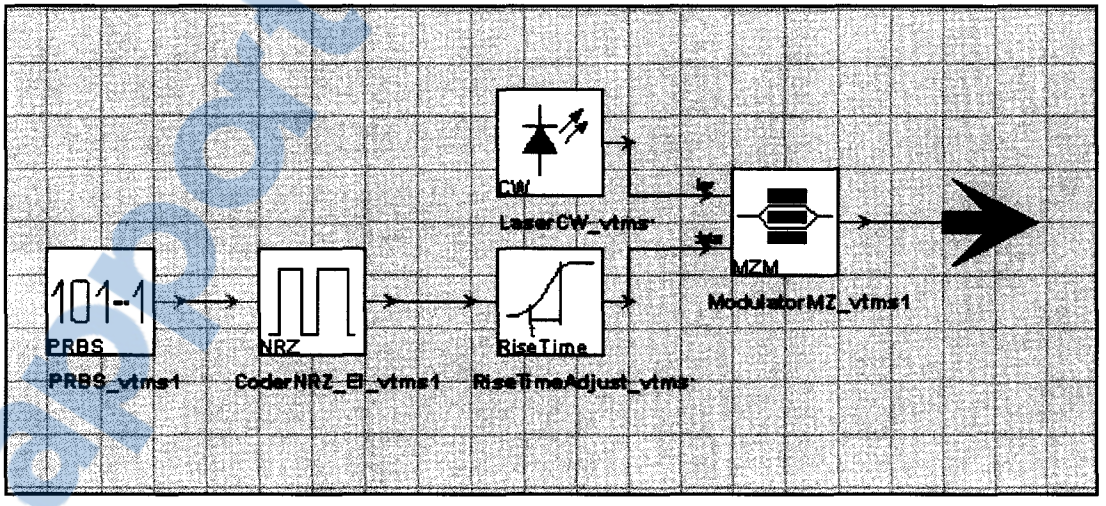


Figure 3.7 Transmetteur utilisé pour les modélisations.

Rapport-Gratuit.com

3.3.3 Le récepteur optique

Le module utilisé en réception est un récepteur optique IMDD (*Intensity Modulated Direct Detection*) combiné à un estimateur de taux d'erreur. La photodiode utilisée est une PIN avec un filtre électrique passe-bas de postdétection et un dispositif de recouvrement de l'horloge. Ce module hybride permet d'amasser diverses mesures concernant le canal reçu, notamment le diagramme de l'œil, le facteur Q, ainsi que le BER. La réponse (*responsivity*) est un paramètre qui définit la performance de la photodiode, en termes de conversion de puissance optique en courant électrique. D'autres paramètres permettent aussi de définir certaines sources de bruit au récepteur (bruit thermique, bruit quantique et courant de noirceur). Au tableau 3.3, le type de filtre électrique utilisé ainsi que sa bande passante sont aussi définis, tout comme la façon dont le bruit est traité. Le mode d'analyse « *deterministic* » nécessite que tout ajout d'échantillon de bruit optique, comme c'est le cas pour le bruit provenant des amplificateurs optiques, soit généré et propagé (traité) séparément du signal (« *noise bins* »). À la réception, l'estimateur de taux d'erreur peut donc analyser le signal reçu, en termes de distorsions du signal, et calculer le taux d'erreur en combinant cette analyse au calcul du bruit qui est traité séparément. Un des avantages de cette démarche, le fait que le bruit (ASE) soit traité séparément du signal utile, est que le temps de simulation est grandement amélioré ainsi que la répétitivité des résultats pour une même simulation. Pour les calculs statistiques de taux d'erreur, la densité de probabilité de la distribution des bits utilisée est de type gaussien.

Tableau 3.3 Spécifications du récepteur optique (Rx_OOK_BER)

Bruit thermique (S_{TH})	$10*10^{-12}$ A/$\sqrt{\text{Hz}}$
Réponse	0,85 A/W
Bruit quantique	OUI
Courant de noirceur	0 A
Type de filtre	Bessel d'ordre 3
Bande passante du filtre ($\omega_p/2\pi$)	6 GHz
Traitement du bruit optique	*Deterministic*
Modèle statistique	*Gauss*

3.3.4 L'amplificateur optique

Dans VPI, le module amplificateur optique (*EDFA*) peut fonctionner selon deux modes principaux. Le premier mode, « contrôle de puissance (sortie) », permet de fixer une valeur cible de puissance à atteindre à la sortie. Le second mode, « contrôle de gain », fournit plutôt un gain, qui est absolu peu importe la valeur du signal à l'entrée. C'est d'ailleurs ce second mode qui est utilisé dans les modélisations (*gain controlled*). Il faut noter que l'amplificateur optique utilisé dans la modélisation fournit des gains constants en fonction de la longueur d'onde qui sont pris en compte dans la transmission. Aussi, aucun filtre de polarisation n'est appliqué à la sortie de l'amplificateur optique. La figure de mérite est un paramètre très important puisqu'il permet de définir la valeur du bruit engendré par l'amplificateur optique. Dans un environnement de simulation, on précise aussi la largeur de bande sur laquelle la densité spectrale de bruit (ASE) est injectée, centrée sur la fréquence centrale du bruit.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Tableau 3.4 Spécifications des amplificateurs optiques (AmpSysOpt)

Gain maximal	25 dB
Figure de mérite (*NF*)	6 dB
Bande passante du bruit (*NB*)	4 THz
Fréquence centrale du bruit (f_{nc})	193.1 THz

3.3.5 Le diviseur de puissance optique

Les diviseurs optiques passifs utilisés sont de simples diviseurs de puissance réalisés à l'aide de *coupleurs 50/50*, dans lesquels la puissance est divisée également entre les deux sorties. La perte d'insertion de ce dispositif est de 3 dB, mais afin de prendre en considération la perte réelle d'insertion que l'on peut retrouver au niveau de ce genre de composant, un atténuateur optique variable est ajouté. Une valeur typique de 3.2 dB de perte d'insertion a donc été utilisée pour chaque étage de division de puissance par deux.

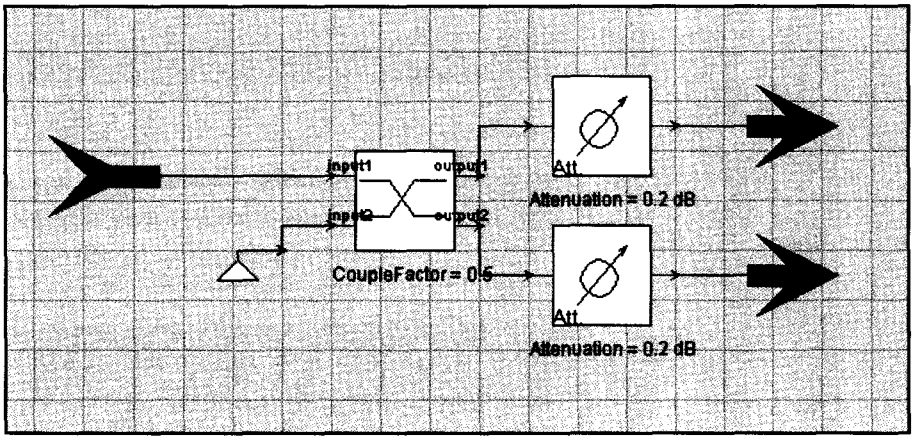


Figure 3.8 Diviseur de puissance 1x2.

3.3.6 Le filtre optique

Le filtre optique est placé devant la photodiode et est utilisé pour laisser passer uniquement un canal. Il est centré sur la fréquence d'émission du canal à être reçu. Ce module est un filtre optique dont le type et les paramètres fréquentiels, tels que définis au tableau 3.5, peuvent être modifiés selon la réponse fréquentielle désirée.

Tableau 3.5 Spécifications du filtre optique (FilterOpt)

Type de filtre	Bessel d'ordre 3
Bande passante du filtre ($\omega_p/2\pi$)	12.5 GHz (0.1 nm)
Fréquence centrale ($\omega_0/2\pi$)	193.1 THz

3.3.7 Le bloqueur de longueur d'onde

Ce composant est créé de toutes pièces avec divers modules déjà implantés dans le logiciel VPI. Le choix du nombre de canaux qu'il peut supporter dépend de l'utilisation que l'on veut en faire. Il est composé d'un démultiplexeur, d'un atténuateur variable par canal, ainsi qu'un multiplexeur. Le bloqueur de longueur d'onde engendre une certaine perte typique d'insertion d'une valeur de 6 dB. Les modules de multiplexage et démultiplexage sont composés de filtres fréquentiels, centrés sur les fréquences centrales des longueurs d'onde de transmission. Ces filtres sont de types gaussiens et ont une bande passante de 25 GHz. Afin de bloquer une longueur d'onde, une atténuation de 43 dB est nécessaire, mais il est aussi possible d'atténuer une longueur d'onde, pour des raisons d'égalisation de gain des amplificateurs optiques, d'une valeur maximale de 20 dB. Au-delà de cette valeur, la longueur d'onde sera considérée comme devant être bloquée. La figure 3.1 représente le bloqueur de longueur d'onde tel que modélisé dans VPI. Selon Jean-Paul Faure (2008), les bloqueurs de longueur d'onde déployés aujourd'hui sont caractérisés par une fonction de

transfert plane (faible fluctuation de puissance en sortie), une faible PDL (*polarization dependant loss*) et une faible PMD (*polarization mode dispersion*).

Tableau 3.6 Spécifications typiques d'un bloqueur de longueur d'onde (selon les spécifications de JDSU pour le *Dynamically Reconfigurable Wavelength Blocker for C Band*)

Perte d'insertion maximale	6 dB
Rapport d'extinction typique	43 dB
Plage d'atténuation	0 – 20 dB
Puissance maximale d'entrée (totale)	25 dBm
Bande passante / canal	25 GHz
Plage spectrale d'utilisation	1526.4 à 1567.1 nm

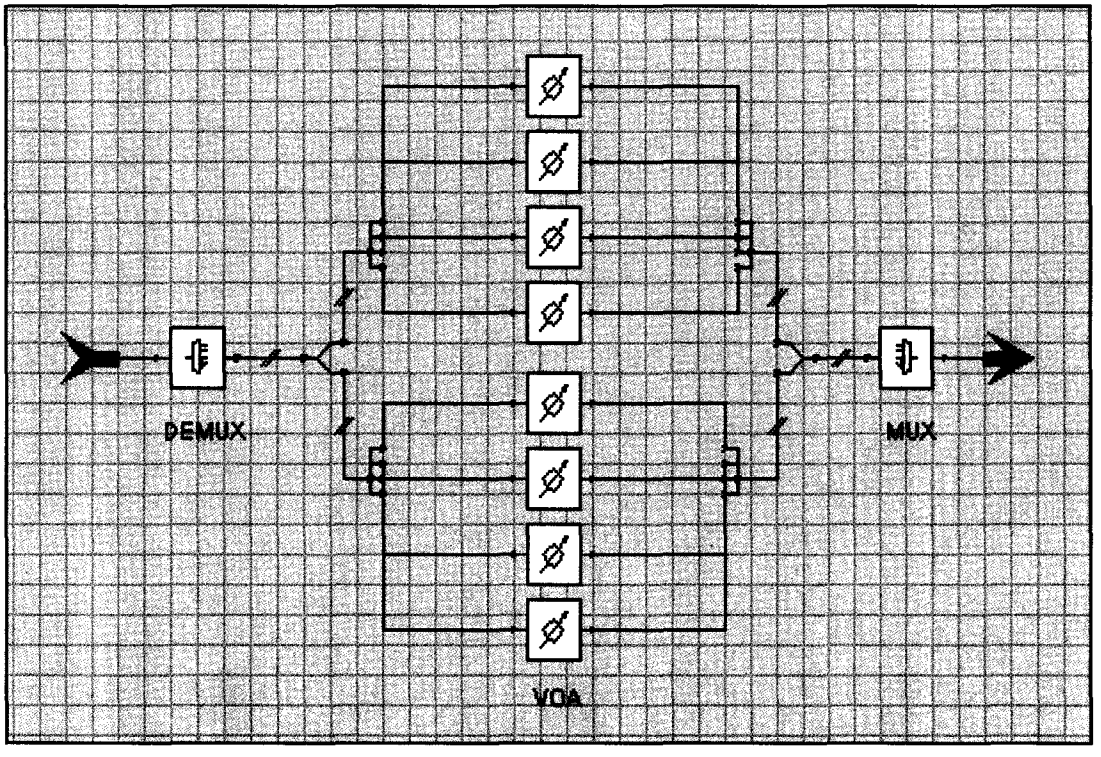


Figure 3.9 Bloqueur de longueur d'onde à 8 canaux.

3.4 Validation du modèle théorique de calcul d'OSNR

Dans le but de valider les modèles théoriques de calcul d'OSNR définis préalablement dans la section 3.1, des simulations ont été effectuées dans trois cas : une liaison linéaire, une liaison qui inclut la combinaison de branches et une autre qui inclut une division d'une branche. Afin d'isoler le bruit issu des amplificateurs optiques (ASE), la valeur de l'indice non linéaire (n_2) des fibres SMF et DCF est 0. De cette façon, le BER n'est affecté que par le bruit ASE et cela permet de comparer les différentes méthodes de calcul avec les résultats obtenus en simulation. Évidemment, les facteurs de pénalité d'ouverture de l'œil, A et B, utilisés dans la méthode de Hui et O'Sullivan, ont pour valeur 1 et 0 respectivement, puisque les effets non linéaires ne sont pas inclus dans les simulations.

Liaison optique sans filtre linéaire

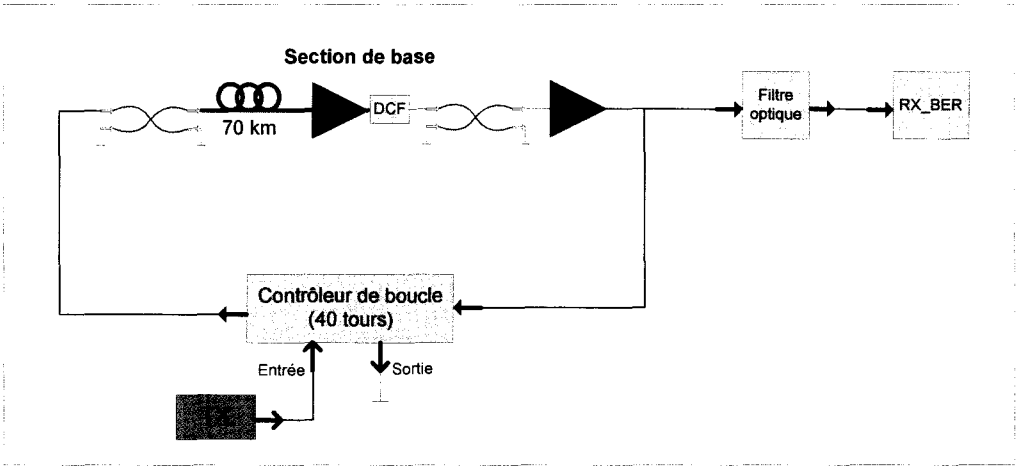


Figure 3.10 Schéma de simulation d'une liaison optique sans filtre linéaire.

Le schéma de la figure 3.10 représente la liaison optique sans filtre linéaire qui a été simulée afin de valider les modèles théoriques. Le contrôleur de boucle, qui agit comme un interrupteur permettant de laisser entrer ou sortir un train de bits de la boucle, permet au signal de parcourir un total de 2800 km, soit 40 tours de la boucle constituée de la section de base d'une liaison sans filtre. Un seul canal a été transmis à une puissance moyenne

d'émission d'environ -3 dBm. Le filtre optique et le récepteur permettent de mesurer le signal pour chaque tour de la boucle, à tous les 70 km. Comme les effets de distorsions du signal ne sont pas étudiés dans ce cas, un seul canal (193,1 THz) a été transmis dans la boucle.

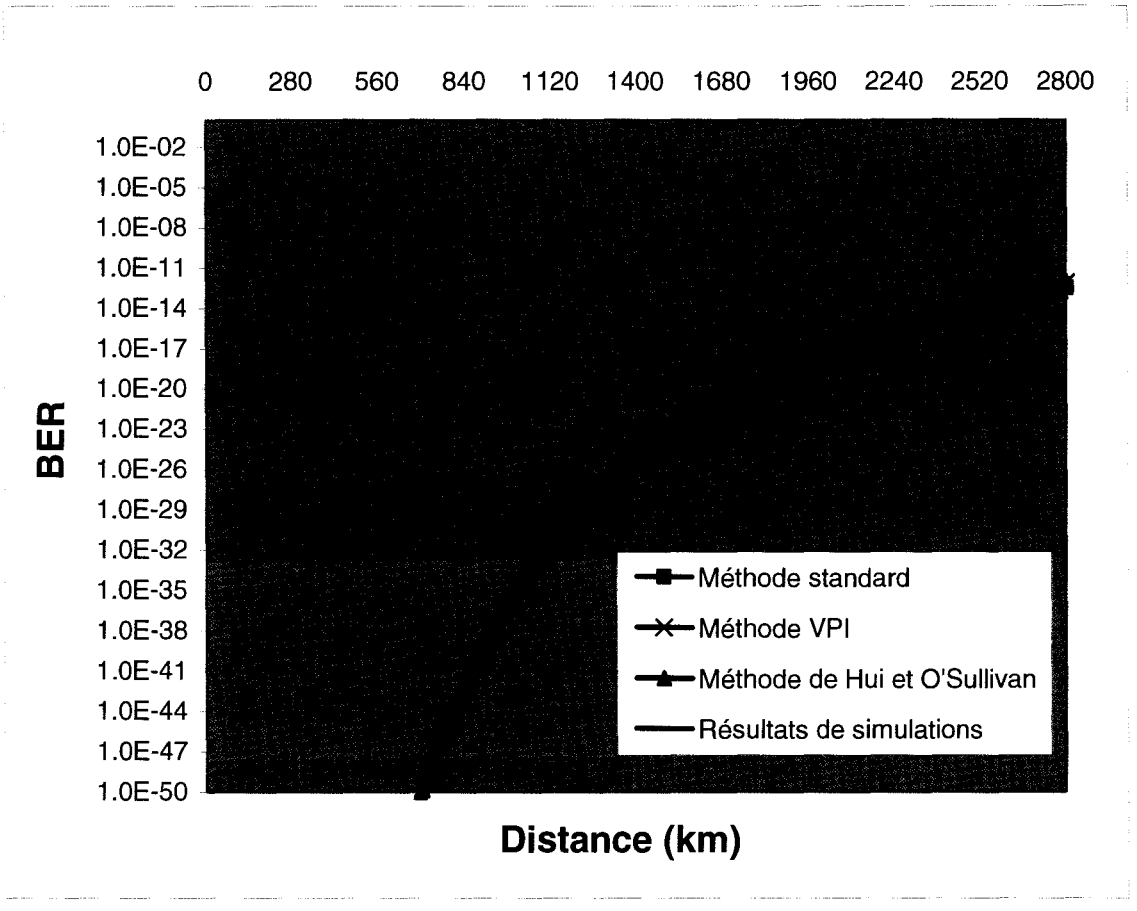


Figure 3.11 BER en fonction de la distance pour une liaison optique sans filtre linéaire.

La figure 3.11 illustre, pour chacune des méthodes de calcul d'OSNR, les résultats obtenus en termes de BER en fonction de la distance parcourue par le signal et ces résultats sont comparés aux trois modèles théoriques de calcul d'OSNR tels que définis à la section 3.1.2 et 3.1.3. À la figure 3.12, c'est la valeur de la puissance ASE mesurée à chaque tour de la

boucle qui est comparée aux valeurs de puissance ASE calculées à partir des méthodes théoriques correspondantes.

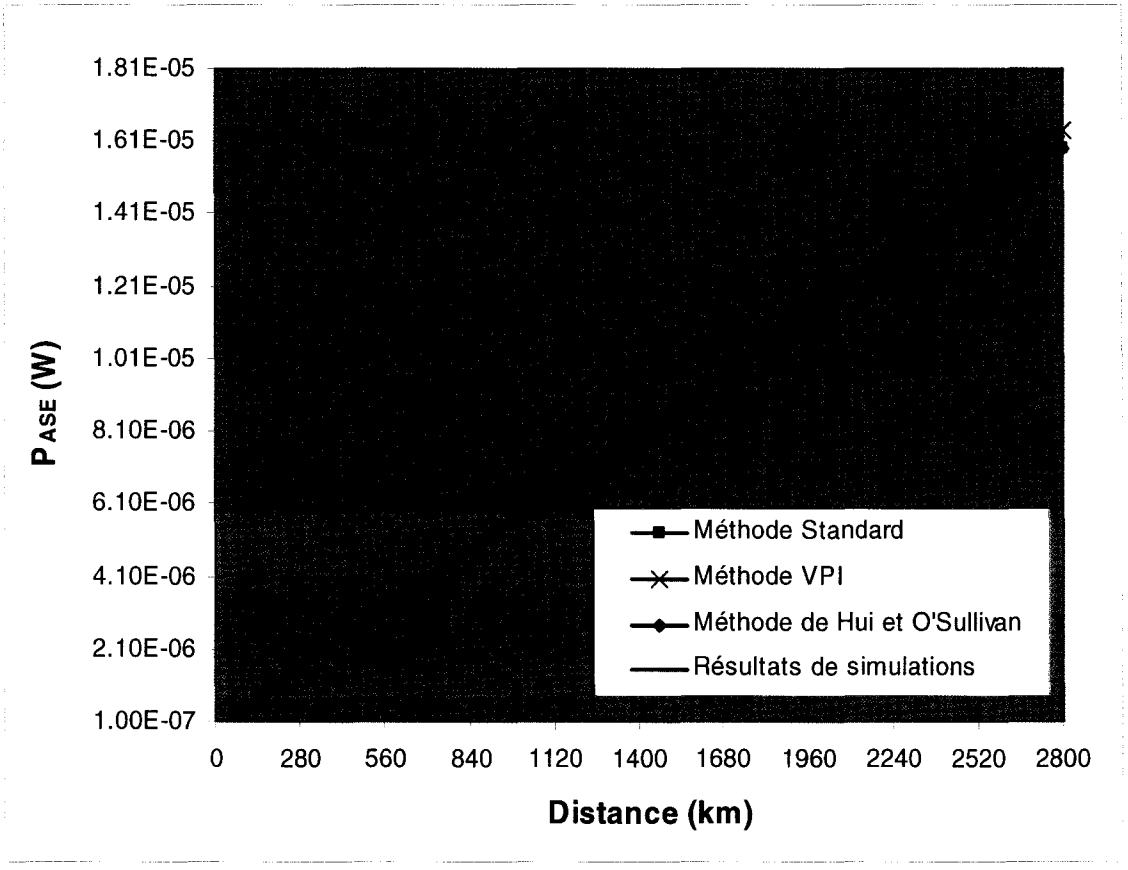


Figure 3.12 P_{ASE} en fonction de la distance pour une liaison optique sans filtre linéaire.

Un des facteurs qui explique le petit écart entre les valeurs mesurées en simulation et les valeurs calculées, autant pour le BER que pour la puissance d'ASE, vient du fait que la perte engendrée par chaque diviseur varie quelque peu et n'est pas tout à fait de 3 dB, ce qui entraîne une légère différence qui s'accentue avec le nombre de tours, donc avec la distance. En effet, le paramètre qui contrôle la perte d'insertion du *coupleur* est le facteur de couplage (0.5), ce qui correspond à une perte d'environ 3 dB. Cette petite imprécision se retrouve aussi au niveau de la puissance des transmetteurs, puisque le paramètre qui est contrôlé par l'utilisateur est la puissance du laser et non la puissance du transmetteur. De ce fait, les

amplificateurs optiques ne compensent pas parfaitement l'atténuation du signal, ce qui engendre une diminution de puissance graduelle. Ce changement, de la valeur en puissance du canal, explique en bonne partie le petit écart qui s'accentue entre le BER théorique calculé et celui mesuré en simulation, puisque le modèle analytique n'en tient pas compte. La différence de calculs des différents modèles théoriques, notamment au niveau de certaines approximations, explique aussi cette différence. Toutefois, cette différence est assez minime et peu significative, ce qui permet de valider la méthode théorique pour une liaison linéaire.

Liaison optique sans filtre à deux branches combinées

Afin de valider le concept de combinaison du bruit lorsque deux branches sont combinées, des simulations ont été effectuées à partir du schéma présenté à l'annexe I. Ce schéma fait état de deux branches de 700 km qui sont combinées à l'entrée d'un nœud (*section combinée en entrée*) en une seule branche, pour une distance supplémentaire de 700 km. Cette construction suit les méthodes expliquées précédemment dans l'élaboration des différentes sections de fibres afin de modéliser un arbre de fibre. Comme les canaux présents sur une branche ne peuvent pas être utilisés sur l'autre branche, 16 longueurs d'onde au total sont utilisées, soit 8 par branche, avec une puissance moyenne d'émission d'environ -3 dBm par canal. La bande de fréquence utilisée est centrée à la fréquence de référence, soit 193.1 THz, avec un espacement de 50 GHz. Étant donné que la méthode théorique de Hui et O'Sullivan a été choisie comme méthode de calcul à appliquer, seule cette méthode est présentée et comparée aux résultats de simulation.

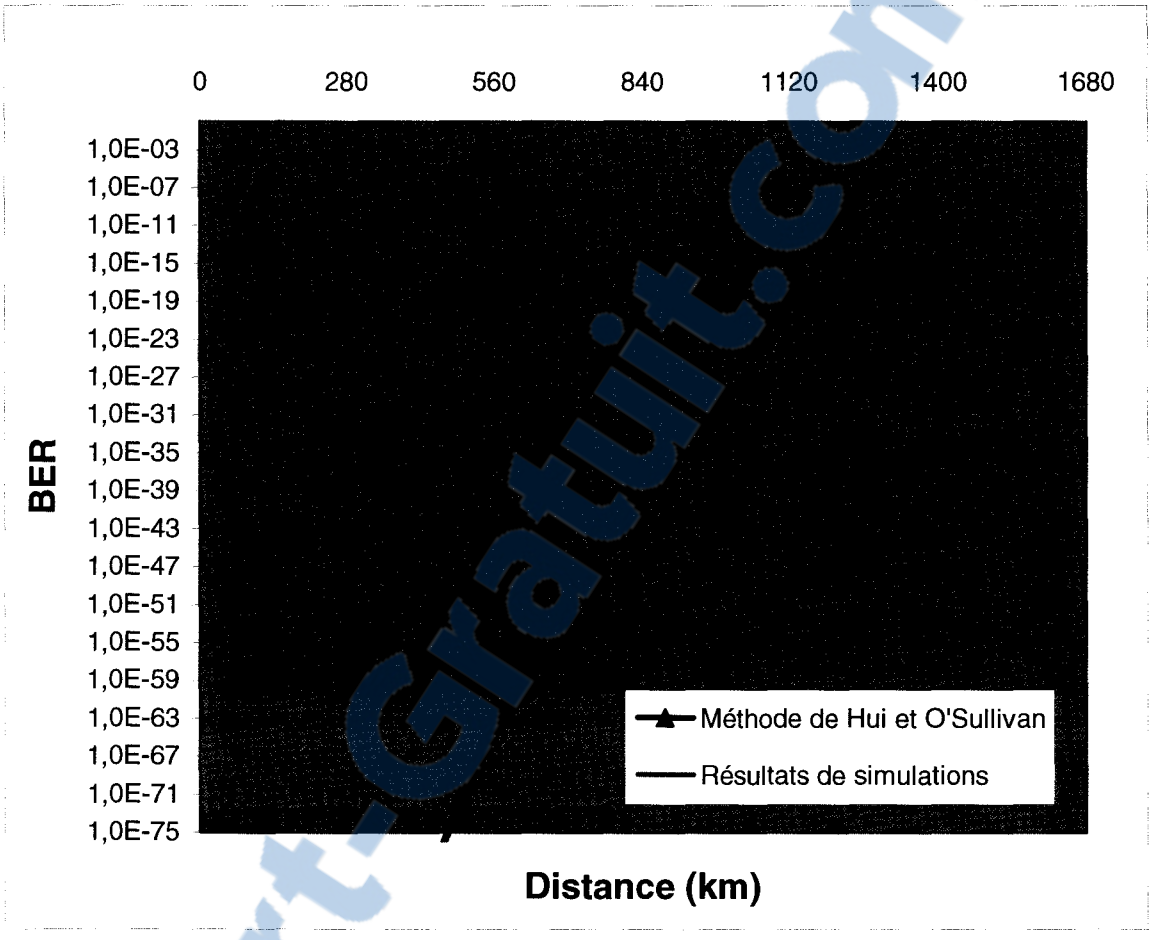


Figure 3.13 BER en fonction de la distance, pour deux branches combinées à 700 km.

Rapport-Gratuit.com

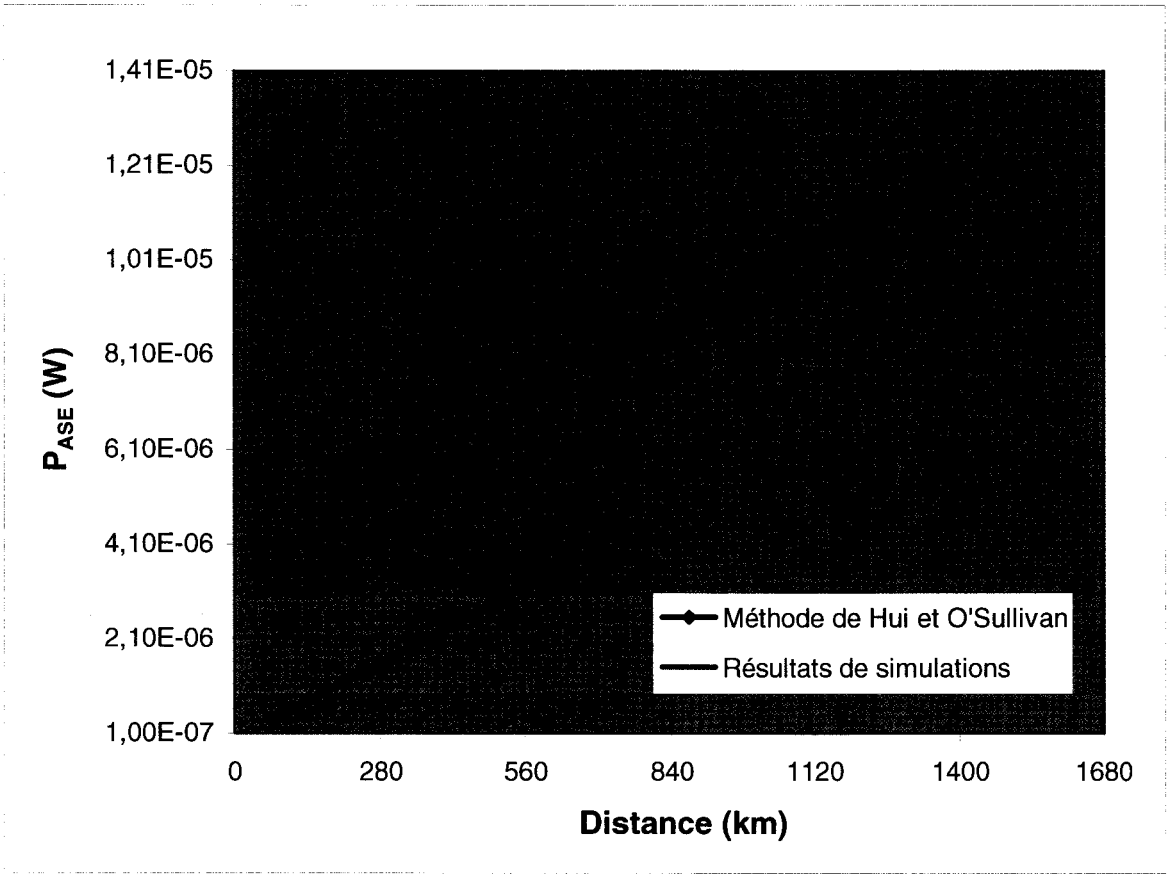


Figure 3.14 P_{ASE} en fonction de la distance, pour deux branches combinées à 700 km.

Le BER en fonction de la distance est illustré à la figure 3.13 tandis que la puissance du bruit est illustrée à la figure 3.14. Dans les deux cas, il est possible de voir que la méthode théorique élaborée précédemment est très près des résultats obtenus en simulation. Évidemment, le niveau de puissance du bruit suivant le nœud où deux branches sont combinées dépend de la longueur des deux branches qui sont combinées. Évidemment, le saut dans la courbe dans la région de 700 km provient de l'ajout du bruit de la branche combinée. Ce saut se reflète aussi dans les résultats de BER de la figure 3.13.

Dans tous les cas, le rapport de la puissance du signal sur la puissance du bruit sera le même pour tous les canaux, même ceux provenant de branches différentes. C'est donc dire que l'OSNR final au bout d'un arbre de fibre dépend de la longueur de cette liaison, la longueur de la branche la plus longue, et de la longueur des branches qui lui est combinée.

Liaison optique sans filtre à branche divisée

L'annexe II illustre le montage réalisé pour simuler une liaison où une branche de 700 km se divise en deux branches de 700 km chacune, grâce à une *section divisée en sortie*. Un seul canal est transmis (193.1 THz), avec une puissance moyenne d'émission de -3 dBm.

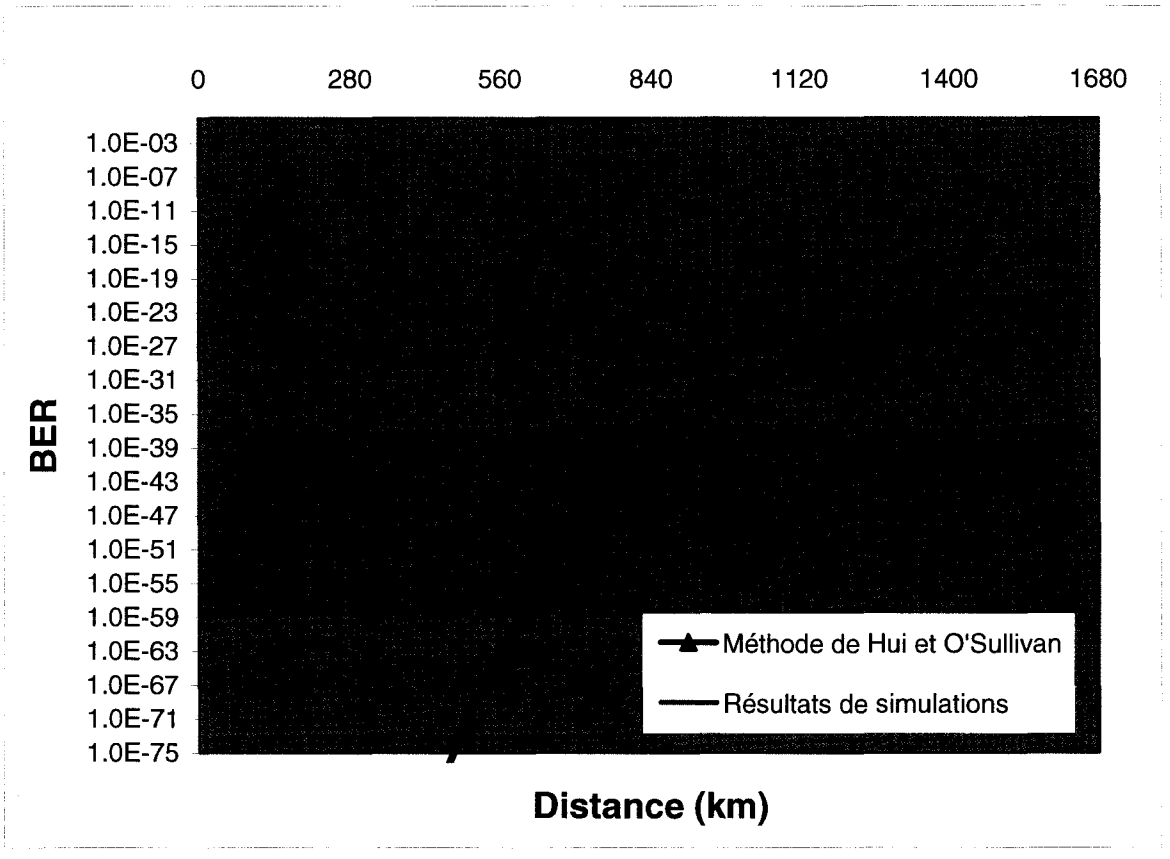


Figure 3.15 BER en fonction de la distance, pour une branche divisée à 700 km.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

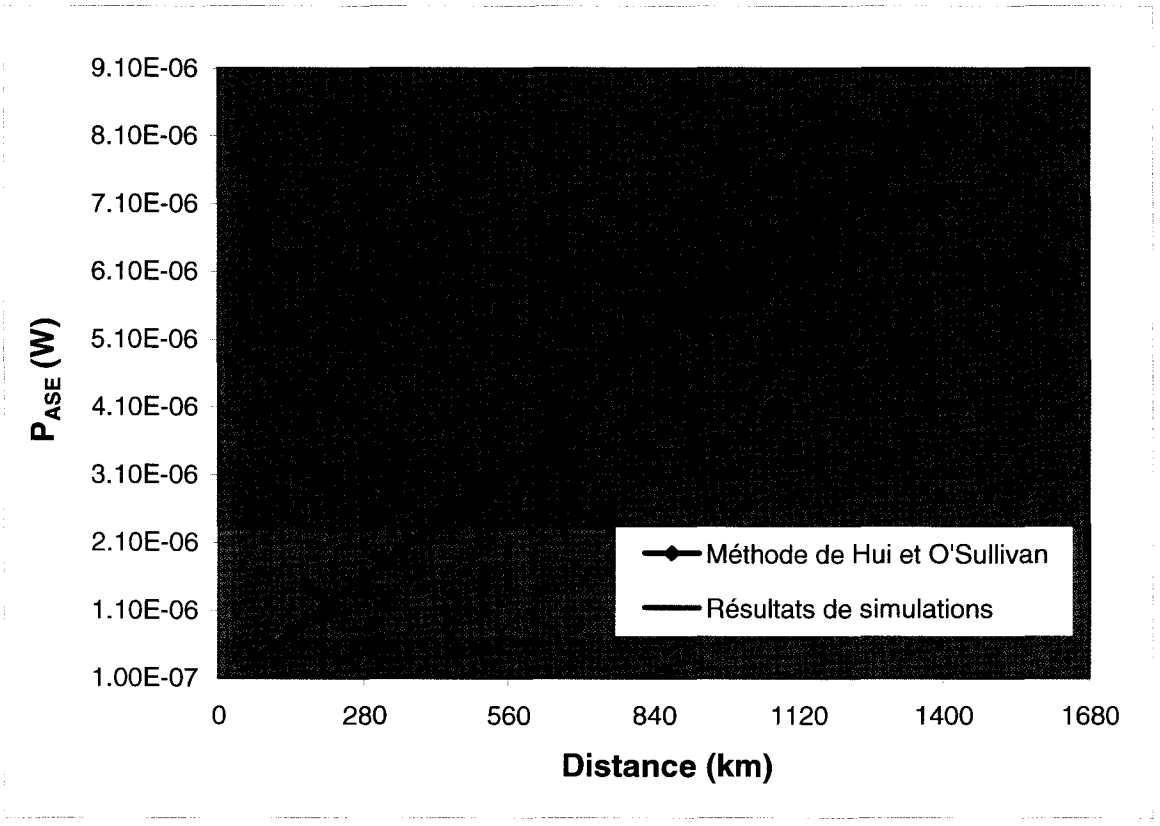


Figure 3.16 P_{ASE} en fonction de la distance, pour une branche divisée à 700 km.

Les figures 3.15 et 3.16 représentent les résultats obtenus en simulation en termes de BER et de puissance de ASE et elles permettent de comparer ces résultats avec la méthode théorique de Hui et O'Sullivan, tel que défini au début du chapitre. Encore une fois, on remarque que les résultats concordent très bien avec la méthode analytique mise de l'avant. On remarque aussi une légère augmentation de la puissance du bruit au niveau du nœud diviseur (700 km) et cela s'explique par le fait que le gain de l'amplificateur optique suivant la division de la branche a dû être augmenté d'à peu près 3.2 dB, ce qui correspond à un étage de diviseur de puissance.

Comme il n'y a pas d'ajout de branche ici et par le fait même pas de bruit supplémentaire outre celui provenant du deuxième amplificateur optique de la *section divisée en sortie* (annexe II), les résultats montrent qu'il est possible de quantifier l'impact, en terme d'OSNR, d'une division de branche, au moyen de l'expression analytique de calcul d'OSNR.

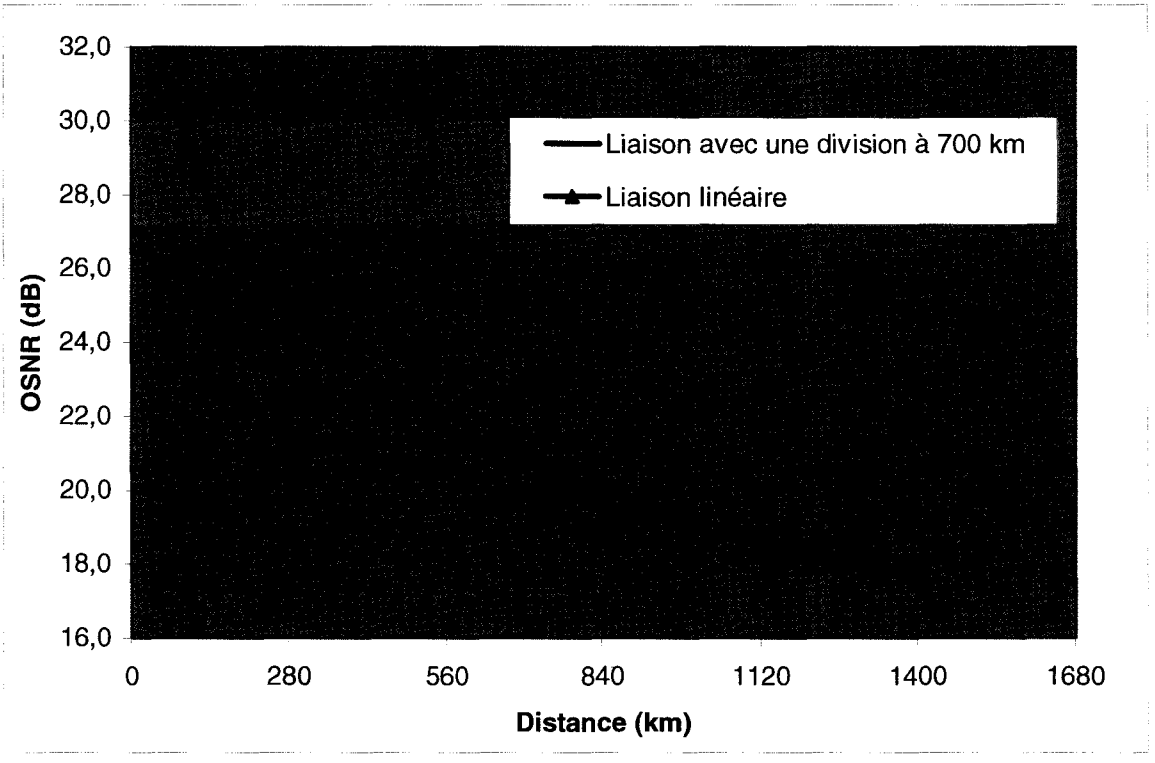


Figure 3.17 Impact d'une division de branche sur l'OSNR.

La figure 3.17 permet de démontrer l'impact de la division d'une branche sur l'OSNR. Sachant que la différence entre les deux liaisons est en fait l'ajout d'un diviseur pour la liaison divisée, cela démontre du même coup les conséquences de l'ajout d'un étage supplémentaire de diviseur de puissance. C'est à 700 km que la division de la branche a lieu, se traduisant par une injection de bruit plus grande à cette distance que pour une liaison linéaire. Comme la puissance du bruit continue d'augmenter réduisant ainsi le rapport entre la puissance du signal et la puissance du bruit (OSNR), l'impact d'une division de branche tend à s'atténuer à mesure que le signal se propage, après le nœud diviseur. En effet, tout de suite après la division (700 km), la différence en terme d'OSNR était d'environ 0.4 dB alors qu'elle n'est plus que de 0.2 dB rendu à 1400 km.

3.5 Règles d'ingénierie de liaison optique

Dans cette section, des résultats sont présentés afin de caractériser la performance du signal pour divers critères. Ces résultats sont entre autres utilisés à titre de règles d'ingénierie dans l'algorithme du valideur de la couche physique. Tout d'abord, l'impact de l'utilisation d'une section sans filtre (avec des diviseurs et des combineurs) sera déterminé, ainsi que l'impact des effets de distorsion (incluant les effets non linéaires) et de l'insertion d'un bloqueur de longueur d'onde. Finalement, l'impact global sur la portée sera déterminé.

3.5.1 Coût d'une section sans filtre

Tel que présenté dans ce mémoire, le modèle de liaison optique sans filtre retenu inclut deux diviseurs de puissance optique à chaque *span*. Or, dans une liaison où il y a plusieurs *spans* entre les noeuds, ce qui est presque toujours le cas, il ne serait pas nécessaire d'inclure des diviseurs ou des combineurs afin de pouvoir extraire et injecter des canaux à tous les 70 km. C'est donc dire que de construire une liaison avec des *sections de base sans filtre* engendre une perte en terme de rapport signal sur bruit, un coût, qu'il est important de quantifier. Pour ce faire, une liaison type de 2100 km (30 *spans* de 70 km) est construite et divers cas sont comparés en terme d'OSNR, toujours en transmettant un seul canal (193.1 THz). Au total, cinq cas sont simulés allant de la liaison uniquement construite à partir de *sections de base sans filtre*, à la liaison optique typique, sans diviseurs et combineurs.

Tableau 3.7 Liste des cas simulés pour déterminer l'impact de l'utilisation de la *section de base sans filtre* pour la construction d'une liaison optique linéaire

Cas 1	Liaison sans nœud, donc sans *section de base sans filtre.*
Cas 2	Liaison avec un nœud à tous les 210 km.
Cas 3	Liaison avec un nœud à tous les140 km.
Cas 4	Liaison type avec une distance inter-nœud variant de 70 à 350 km.
Cas 5	Liaison avec des nœuds à tous les 70 km, seulement des *sections de base sans filtre.*

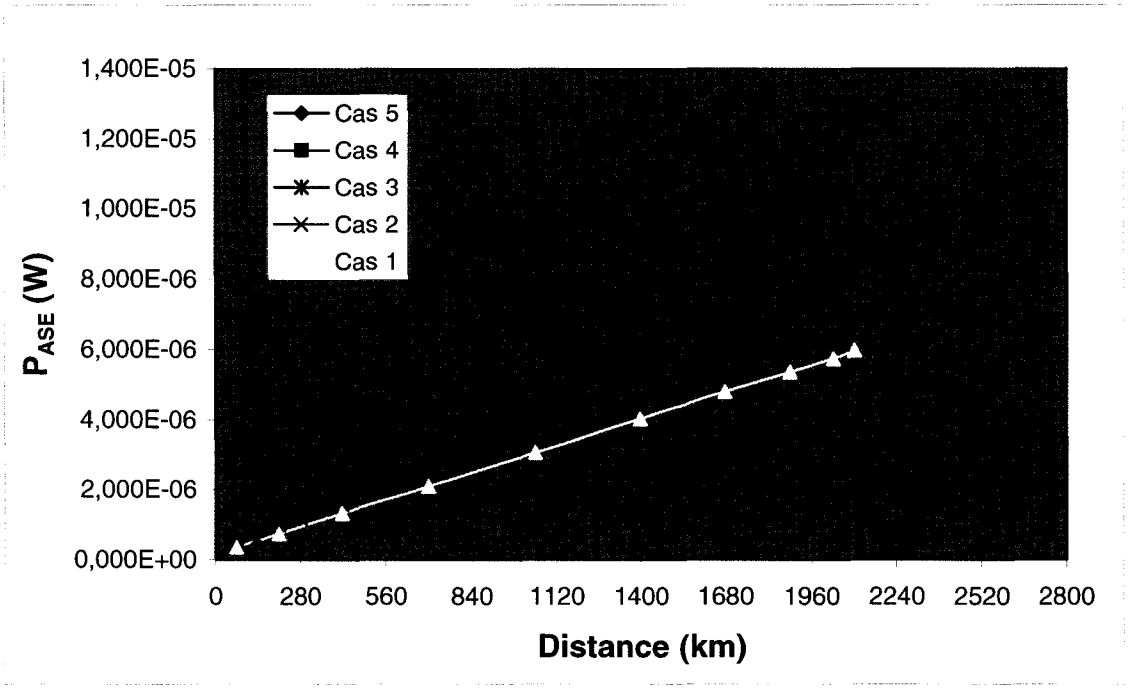


Figure 3.18 P_{ASE} en fonction de la distance pour les 5 cas énumérés au tableau 3.7.

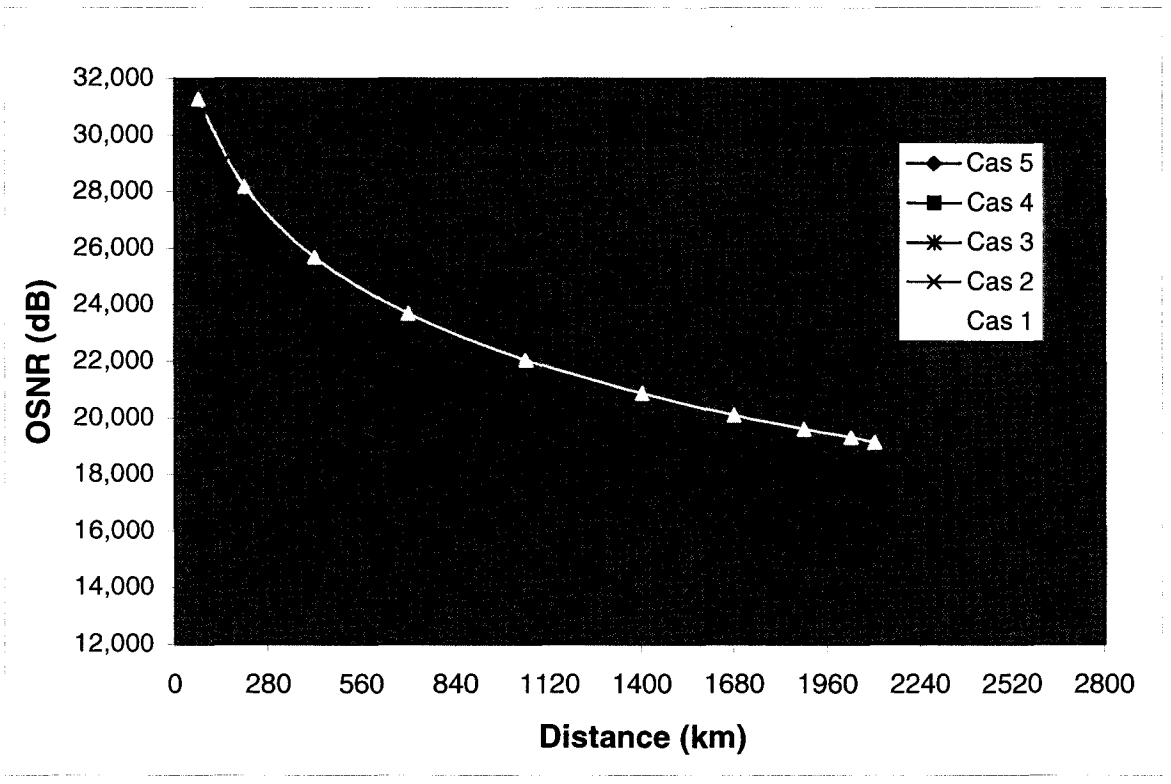


Figure 3.19 OSNR en fonction de la distance pour les 5 cas énumérés au tableau 3.7.

Une analyse des différents cas montre que l'utilisation de la *section de base sans filtre* comme unité de construction engendre une certaine erreur au niveau de l'évaluation de l'OSNR. La figure 3.18 illustre bien l'évolution de la puissance du bruit tout au long des diverses liaisons simulées et l'impact de l'utilisation de *sections de base sans filtre* entraîne évidemment une erreur sur l'estimation du niveau de bruit. Tel que démontré par la figure 3.19, pour une liaison de 2100 km, l'erreur d'estimation de l'OSNR est typiquement de 2 dB et 3 dB dans le pire cas. Cette erreur peut être prise en compte comme une marge dans le calcul de validation d'une solution sans filtre, puisque selon ces résultats la solution exacte ne différerait que de 2-3 dB par rapport aux résultats obtenus avec l'approche analytique présentée dans ce mémoire. Évidemment, comme le but est de mettre en place des règles d'ingénierie simples sans avoir à faire les simulations pour chaque variante de cas, l'utilisation de cette marge devient très intéressante.

3.5.2 Impact des effets de distorsion

Les effets non linéaires et de distorsion du signal peuvent altérer significativement le signal et dégrader la performance de la liaison. Bien que l'on considère transmettre en régime linéaire, l'utilisation de plusieurs longueurs d'onde, peu espacées entre elles (50 GHz), favorise l'apparition d'effets comme la modulation croisée de phase (XPM) ou le mélange à quatre ondes (FWM), tel qu'expliqué dans le premier chapitre. Il existe cependant une façon de quantifier ces effets en observant le diagramme de l'œil, afin d'éventuellement calculer le facteur Q en tenant compte de ces effets. Tel que démontré par Hui et O'Sullivan (2009), il est possible d'utiliser ce qui est appelé des facteurs de pénalités d'ouverture de l'œil pour quantifier la dégradation du signal due aux effets non linéaires et autres distorsions. Avec l'aide de simulations effectuées à partir du montage illustré à la figure 3.10, les pénalités d'ouverture de l'œil ont pu être mesurées et sont de 0.8 % par *span* de 70 km pour le facteur A et de 0.7 % par *span* de 70 km pour le facteur B. C'est donc dire qu'à chaque section (*span*), l'œil se referme d'un certain pourcentage, décrit par les deux facteurs (A et B).

Une des façons de tenir compte de ces effets est d'allouer une marge dans le budget de puissance pour ces effets. Le tableau 3.8 présente des marges typiques pour un système de transmission optique longue distance constituée de plusieurs nœuds, opérant dans la région de 1550 nm. Cette méthode permet de se donner une marge de manœuvre en puissance afin de pallier à d'éventuelles distorsions et permet de fournir un ordre de grandeur sur les limitations de la liaison à construire. Cependant, les marges rattachées à chaque effet sont généralement définies pour un scénario bien précis. Si bien qu'il est plus difficile d'utiliser cette méthode pour l'évaluation d'une solution sans filtre, constituée d'arbres de fibres de toutes sortes, et qui évoluent dans le temps. De plus, lorsque le rapport signal sur bruit optique devient plus petit (inférieur à 15 dB), il est plus juste d'utiliser une formulation qui va tenir compte du battement ASE-ASE, puisque son impact est significatif dans le calcul du facteur Q (Hui, 2009, p. 514). La méthode de Hui et O'Sullivan est donc plus précise et appropriée aux divers types de solution sans filtre. La figure 3.20 permet de comparer les

résultats obtenus en simulation (VPI) incluant les effets non linéaires, aux méthodes théoriques, *méthode de Hui* et *méthode standard* utilisant les marges du tableau 3.8.

Tableau 3.8 Marge typique attribuée aux effets non linéaires et aux distorsions pour un budget de puissance

Tiré de Gumaste (2003, p. 125).

Effets non linéaires et distorsions	**Marge typique**
Automodulation de phase (SPM)	0.5 dB
Modulation de phase croisée (XPM)	0.5 dB
Mélange à quatre ondes (FWM)	0.5 dB
Diffusion Brillouin stimulée (SBS)	0.25 dB
Diffusion Raman stimulée (SRS)	0.25 dB
Dispersion modale de polarisation (PMD)	0.5 dB
Perte en fonction de la polarisation (PDL)	0.3 dB
TOTAL	2.8 dB

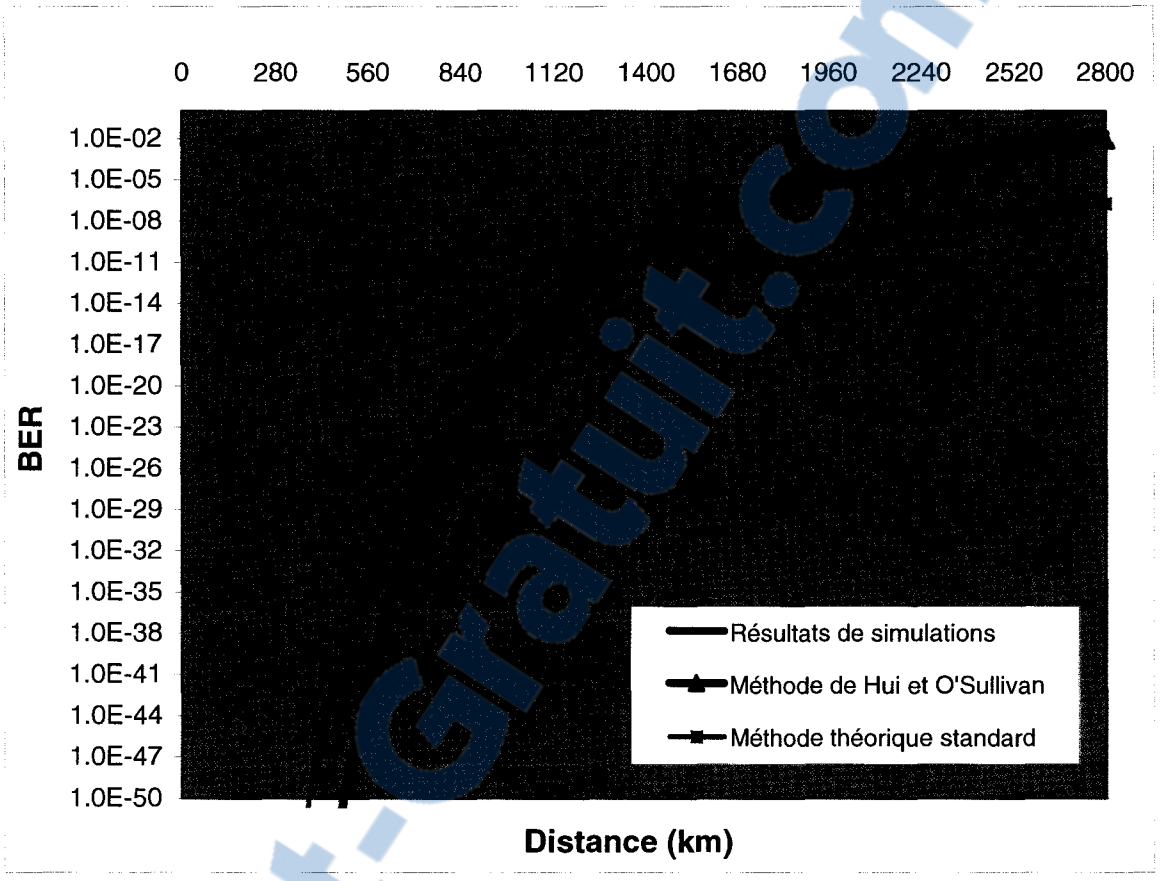


Figure 3.20 BER en fonction de la distance pour une liaison optique sans filtre linéaire, en tenant compte des effets de distorsion.

La figure 3.20 présente les résultats de calcul du taux d'erreur sur les bits pour le cas d'une liaison optique sans filtre linéaire tel qu'illustré à la figure 3.10. Cette fois, afin de tenir compte des effets de distorsion, la méthode de Hui et O'Sulivan a été employée en faisant varier les facteurs A et B à chaque section, selon les pourcentages décrits précédemment (0.8 % et 0.7 %). Du côté des simulations, ce sont les indices non linéaires (*non linear index*) des fibres SMF et DCF qui ont été activés selon les valeurs définies à la section 3.3. Finalement, à l'aide des marges typiques présentées dans le tableau 3.8, la méthode théorique standard, telle que définie à la section 3.1.2, permet aussi de calculer le taux d'erreur sur les bits en tenant compte des effets de distorsion. Bien que la méthode théorique standard puisse offrir une bonne approximation dans certains cas, la démarche par section développée à partir de la méthode de Hui et O'Sullivan semble nettement plus appropriée et les résultats obtenus sont

Rapport-Gratuit.com

très près de ceux obtenus en simulation. On remarque aussi une nette dégradation du taux d'erreur sur les bits, comparativement aux résultats présentés à la figure 3.11 ce qui implique que les effets de distorsion doivent être considérés dans le modèle analytique (facteur A et B).

Impact des effets de distorsion dans les liaisons optiques sans filtre combinées

Il est aussi important de valider les mesures de pénalité d'ouverture de l'œil lorsque deux branches sont combinées. Pour ce faire, une simulation VPI d'une liaison optique sans filtre de 1400 km constituée de 2 branches de 700 km chacune combinées à mi-distance (soit à 700 km) a été réalisée. L'annexe I présente le modèle VPI correspondant. Évidemment, dans ce cas, il y a deux aspects à traiter, soit la somme du bruit présent sur les deux liens combinés, ainsi que l'augmentation de la fermeture de l'œil, occasionné par la prise en compte des effets non désirables de distorsion sur chacune des branches. C'est cette augmentation qui a dû être mesurée et qui est présentée à la figure 3.21.

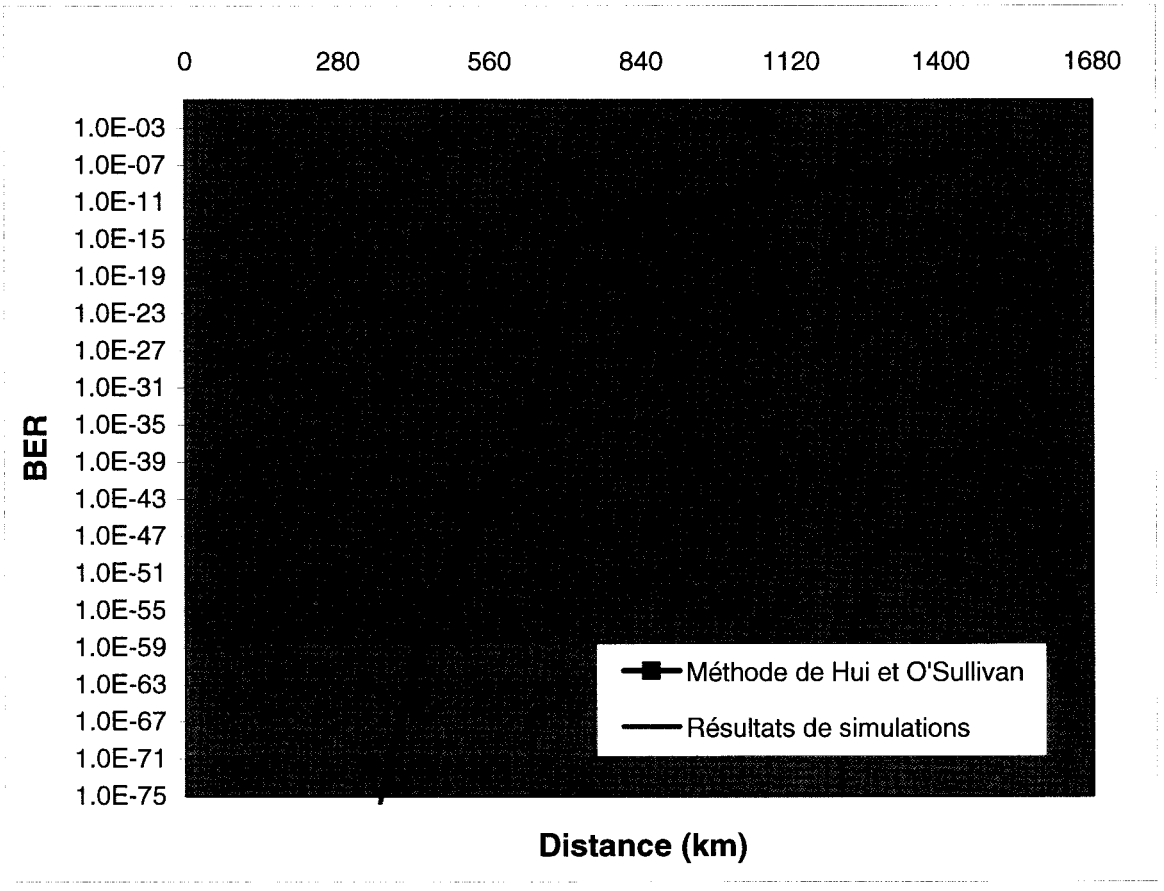


Figure 3.21 BER en fonction de la distance, pour deux branches combinées à 700 km (incluant les effets de distorsion).

À la figure 3.21, on constate qu'il y a une augmentation significative du BER à une distance de 700 km. C'est normal puisque c'est à cet endroit que les deux liens de 700 km chacun ont été combinés. On remarque aussi que la méthode analytique employée suit de très près les résultats obtenus en simulation. Si l'on compare les résultats présentés à la figure 3.21 à ceux de la figure 3.13, on note une nette dégradation du taux d'erreur sur les bits et ceci s'explique aisément par le fait que les effets de distorsion du signal sont ici pris en compte. Il faut noter que les effets non linéaires comme le SRS et le SBS ne sont pas considérés puisque les simulations sont effectuées en régime linéaire, la puissance par canal étant suffisamment basse (-3 dBm).

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Une distinction reste cependant à faire puisqu'il est tout à fait possible de combiner deux branches qui n'ont pas la même longueur. Dans ce cas, c'est la longueur d'onde qui a été propagée sur la plus longue distance qui sera la plus affectée, dû aux facteurs de pénalités d'ouverture de l'œil qui s'applique par section. Afin de valider cette règle, des simulations ont été nécessaires, à partir du modèle utilisé précédemment. Cette fois-ci cependant les deux branches ne sont pas de la même longueur, 350 km (5 sections) et 1050 km (15 sections). Ceux-ci sont combinés à l'entrée d'un nœud, pour une distance supplémentaire de 350 km. Encore une fois, 8 longueurs d'onde sont transmises sur chacune des deux branches, avec un espacement de 50 GHz. Du côté du lien le plus court (canal 1 à 8), c'est le canal 1 qui est observé, alors que le canal 9, qui est aussi observé, provient du lien le plus long (canal 9 à 16).

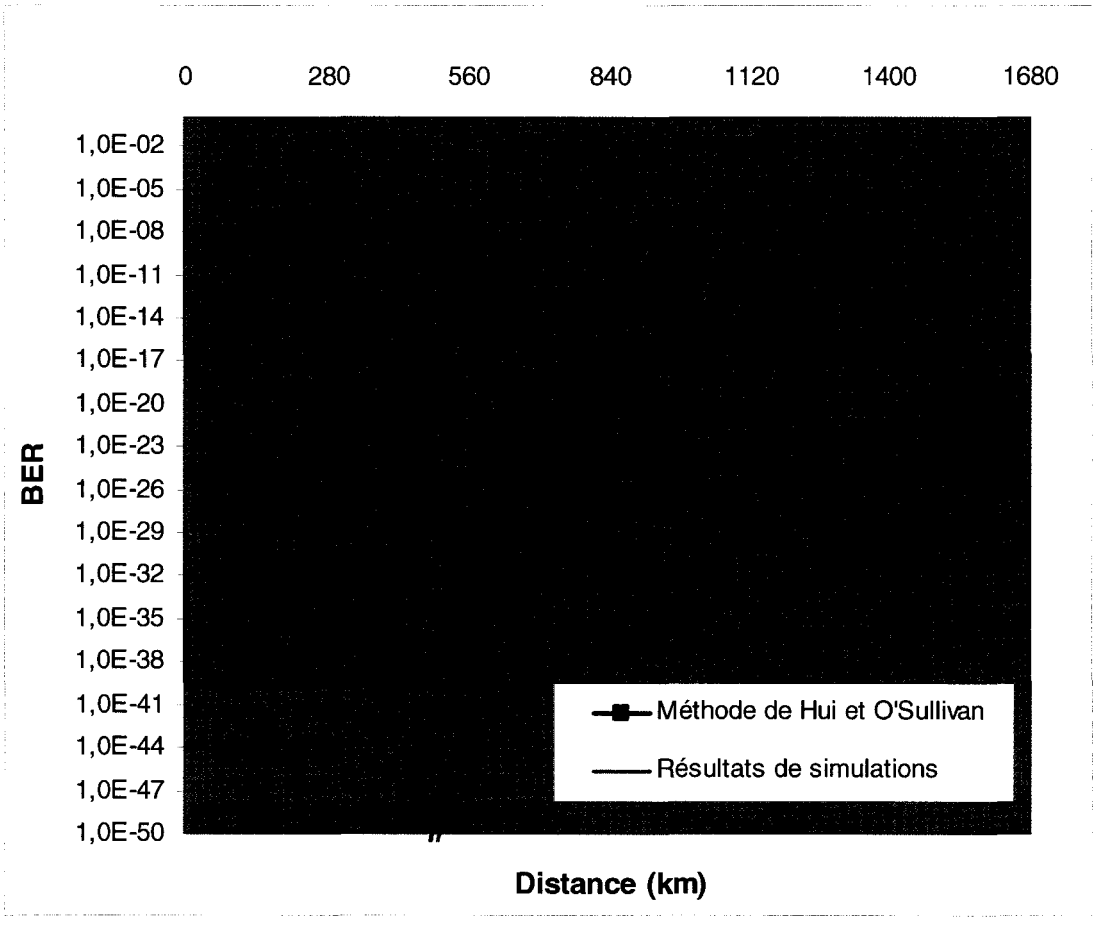


Figure 3.22 BER en fonction de la distance pour le canal 9.

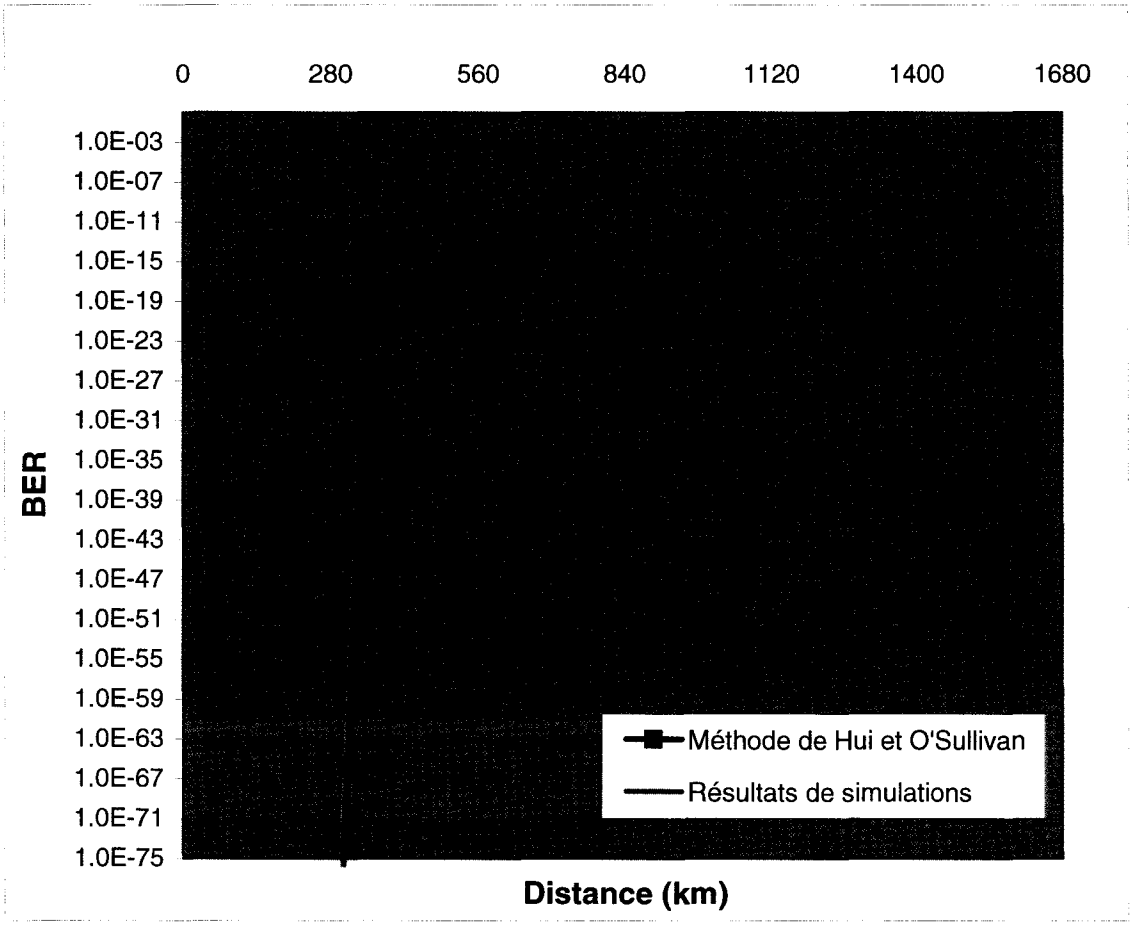


Figure 3.23 BER en fonction de la distance pour le canal 1.

Dans les figures 3.22 et 3.23, qui représentent le BER pour le canal 1 et le canal 9, il est possible de bien discerner l'emplacement du nœud combineur, puisqu'à cet endroit le BER fait un bond considérable. Bien sûr, ceci est dû au fait que le bruit d'émission spontanée présent sur les deux branches se combine. Évidemment, pour le lien le plus court (canal 1) illustré à la figure 3.23, cette augmentation est bien plus considérable que pour le lien le plus long (canal 9), représenté par la figure 3.22. Les résultats des figures précédentes permettent de valider que les facteurs de pénalité d'ouverture de l'œil ne dépendent pas du tout du bruit présent. Il est donc possible de calculer avec beaucoup de précision le facteur Q d'un canal, puisque ces facteurs dépendent principalement du nombre de *spans* dans lesquels se propage le canal à l'étude. C'est pourquoi le canal 1 et le canal 9 n'ont pas le même taux d'erreur sur les bits en fin de compte, malgré le fait que le niveau de ASE soit identique pour les deux

canaux. Les facteurs de pénalité d'ouverture de l'œil sont plus grands pour le canal 9 que le canal 1, puisque le canal 9 a parcouru 20 *spans* au total, contre 10 pour le canal 1. Il s'avère donc que la validation du chemin optique le plus long (le plus grand nombre de *span*) est suffisante lorsque deux branches sont combinées, afin de valider la branche (ou la liaison) à l'étude.

Impact des effets de distorsion dans les liaisons optiques sans filtre divisées

Lorsque des nœuds diviseurs sont présents, la qualité du signal est plus simple à calculer. En effet, l'impact d'un nœud diviseur se limite aux pertes supplémentaires que doivent compenser les amplificateurs optiques, dus aux étages de diviseurs nécessaires pour assembler le nœud diviseur, que ce soit à l'entrée ou à la sortie d'un nœud. Tel que vu auparavant à la figure 3.17, ceci aura comme impact d'augmenter le bruit ASE puisque le gain des amplificateurs optiques devra être plus grand.

3.5.3 Impact de l'insertion d'un bloqueur de longueur d'onde

Il est aussi important d'étudier l'impact de l'insertion d'un bloqueur de longueur d'onde (WB) sur les canaux, tant bloqués que ceux qui ne le sont pas. Pour ce faire, une simulation VPI d'une liaison optique sans filtre de 1400 km a été réalisée et un WB a été inséré à mi-distance (à 700 km). L'annexe III présente le modèle VPI correspondant. Évidemment, le gain du deuxième étage amplificateur (celui suivant directement le WB) a été ajusté afin de compenser la perte d'insertion du WB (6 dB). Le bloqueur de longueur d'onde n'est pas l'objet de ce mémoire, mais il constitue un élément important dans l'approche sans filtre. Cette section se veut davantage une première étape menant à la caractérisation d'un bloqueur de longueur d'onde dans un environnement sans filtre, puisqu'il en existe divers types, tels que mentionnés dans le chapitre deux.

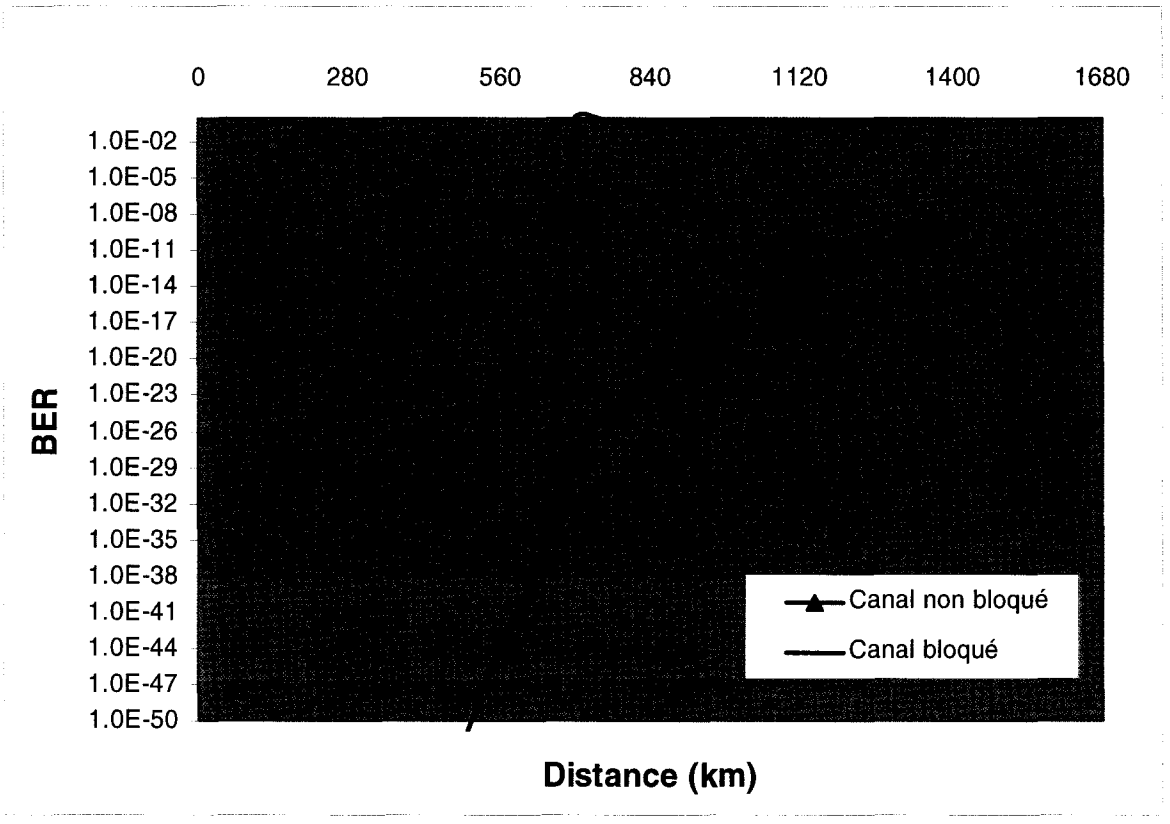


Figure 3.24 BER en fonction de la distance pour une liaison optique sans filtre avec un WB à 700 km (indice non linéaire ≠ 0).

La figure 3.24 illustre les résultats obtenus en simulation, en tenant compte des effets non linéaires en indice ($n_2 \neq 0$). Comme de fait, le canal qui est bloqué voit son BER atteindre une valeur maximale, ayant subi une atténuation de 43 dB (voir les spécifications de la section 3.3.7), tandis que le canal non bloqué voit son BER augmenté quelque peu. Ceci est bien sûr dû au fait que le bloqueur de longueurs d'onde introduit une perte d'insertion significative qui doit être compensée par l'amplificateur optique suivant, entraînant du même coup une augmentation du bruit (ASE). Cette augmentation peut être calculée et, dans une phase ultérieure, pourrait être considérée dans l'algorithme du valideur de la couche physique.

3.5.4 Calcul de portée (longueur maximale d'un arbre de fibres)

La définition de ce paramètre est très utile au niveau des algorithmes de conception d'arbres optiques, afin de pouvoir construire un réseau sans filtre. En effet, une des balises qui doit être fournie à l'algorithme de génération de solution afin de limiter l'exploration des solutions possibles est la longueur maximale d'un arbre de fibres. Dans le cas où chaque canal parcourt une distance qui s'amorce de son nœud émetteur, jusqu'à l'extrémité de l'arbre ou de la branche, on peut supposer que la grandeur maximale d'un chemin optique serait en fait la grandeur de l'arbre. Aussi, comme un arbre optique peut évoluer en terme de capacité et de longueur, il doit pouvoir supporter le plus grand nombre de canaux possible. De ce fait, nous prendrons comme base de travail, afin de limiter la longueur des arbres optiques, la distance maximale que pourraient parcourir 80 canaux (50 GHz d'espacement intercanal) émis de l'origine de l'arbre de fibres. De plus, une puissance de -3 dBm par canal sera utilisée (Benyuan *et al.*, 2001) (Hui et O'Sullivan, 2009, p.614), afin de s'assurer de rester en régime linéaire et d'optimiser les performances. La méthode de Hui et O'Sullivan a été utilisée, avec les facteurs de pénalité d'ouverture de l'œil décrits précédemment (A = 0.8 % et B = 0.7 %). Le BER seuil utilisé est de 1×10^{-3} (Hui et O'Sullivan, 2009, p.483). C'est une liaison linéaire semblable à la figure 3.10 qui a été simulée, comprenant les étages de 80 transmetteurs et de 80 récepteurs nécessaires tels que définis dans la section 2.4.3.

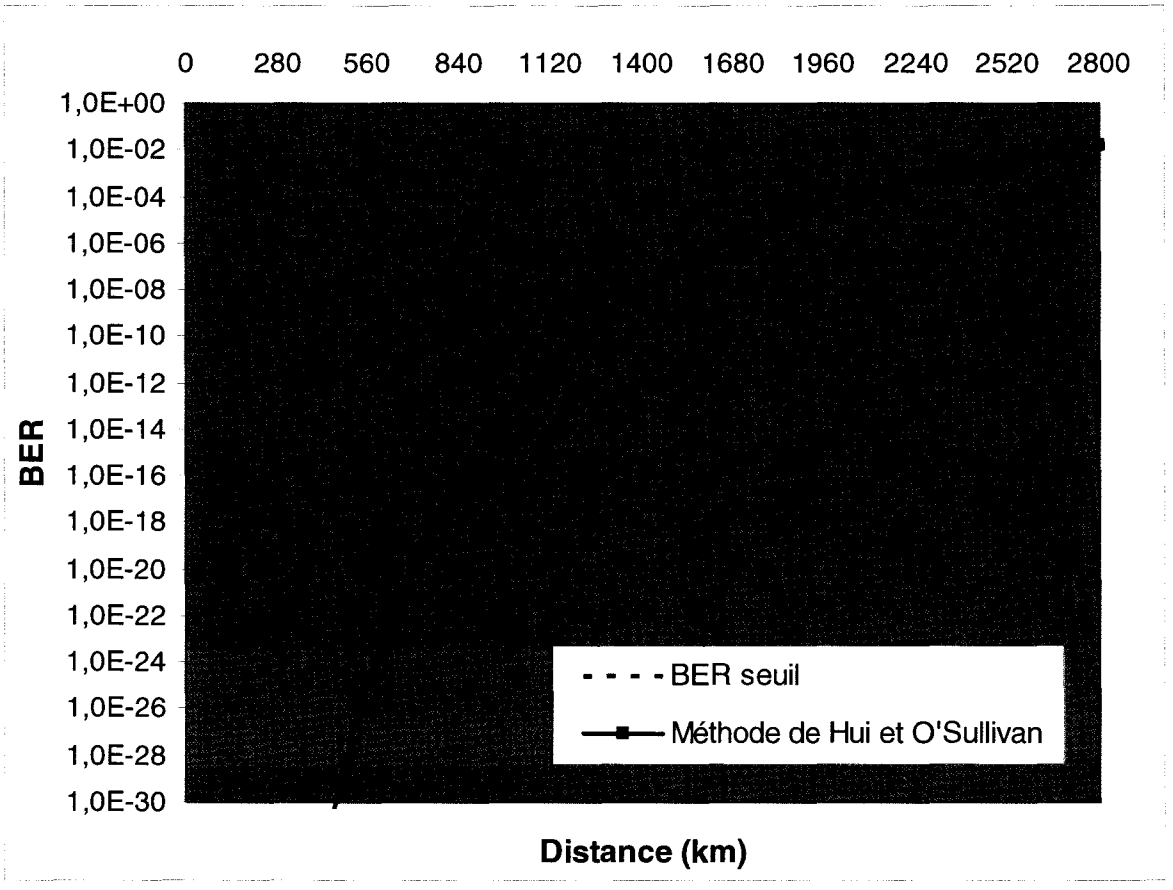


Figure 3.25 BER en fonction de la distance pour une puissance par canal de -3 dBm.

D'après la figure 3.26, le BER dépasse la valeur seuil de $1x10^{-3}$ à la 33e section (*span*), la limite acceptable est donc de 32 *spans*. Pour obtenir le nombre de sections nécessaires, la distance totale à parcourir sera divisée par 70 (les sections définies ont 70 km) et dans le cas d'un reste (70 n'est pas un facteur de la distance totale), une autre section sera nécessaire (arrondir le résultat à un nombre entier). Afin de couvrir cette possibilité, nous dirons que la limite est plutôt de 31 sections, soit une distance de 2170 km. Une limite de 2000 km pourrait donc être utilisée comme premier critère de décision dans la génération de solution sans filtre par exemple. De ce fait, cette distance pourrait constituer la longueur maximale d'un arbre de fibre.

3.5.5 Conclusion

Nous avons vu précédemment que du point de vue du bruit, il faut considérer l'apport de toutes les branches combinées, puisque la densité spectrale (ASE) s'additionne. Autrement dit, l'évaluation d'un arbre de fibres est effectuée en validant seulement le pire chemin optique, d'un point de vue de la qualité du signal. De ce fait, il n'est pas nécessaire d'étudier l'entièreté de l'arbre de fibre pour le valider. Il suffit de sélectionner le chemin de fibres le plus long, en incluant les branches combinées (sommation des distances). Ensuite, dans le cas où plusieurs possibilités existent, on considère le chemin optique le plus long parmi les chemins de fibres sélectionnés. De cette façon, on tient compte des autres distorsions, en considérant le nombre de sections (*spans*) dans lesquelles la longueur d'onde s'est propagée. Ceci permet de simplifier grandement les calculs afin de valider une solution sans filtre, qui comprendrait des nœuds combineurs et des nœuds diviseurs.

CHAPITRE 4

VALIDEUR DE COUCHE PHYSIQUE D'UN RÉSEAU OPTIQUE SANS FILTRE

4.1 Objectif de la conception du valideur de couche physique

L'objectif recherché, est de pouvoir valider simplement et rapidement une solution de réseau sans filtre, d'un point de vue de la qualité du signal. Pour ce faire, la topologie de la liaison optique sans filtre doit être générée et ensuite analysée par l'outil de validation. Le valideur de couche physique se veut un prototype qui pourrait éventuellement être intégré au générateur de solution de réseau sans filtre. Par sa définition même, un réseau sans filtre va se transformer puisqu'il doit pouvoir composer avec les modifications des demandes de connexions. À ce propos, le valideur de couche physique pourrait aussi être utilisé pour valider les transformations à opérer. Bien que ce ne soit pas le but de ce travail à court terme, le valideur de couche physique pourrait être intégré à un algorithme d'allocation et de routage de longueurs d'onde (RWA) ou au module de contrôle d'un réseau optique sans filtre.

4.2 L'intégration des contraintes physiques dans le RWA

Un des avantages qui caractérisent les réseaux optiques sans filtre tels que définis dans ce mémoire est la simplicité. En effet, l'absence d'élément de filtrage et de commutation permet une certaine simplicité dans le traitement des contraintes physiques affectant le signal. Cet aspect permettrait de faciliter considérablement l'intégration des contraintes physiques dans les algorithmes de RWA et de contrôle.

L'augmentation des critères décisionnels contribue donc à complexifier davantage le processus de RWA et c'est pourquoi plusieurs recherches sont présentement en cours afin d'évaluer la pertinence et la façon dont les contraintes physiques pourraient être intégrées à un algorithme de RWA. Évidemment, peu importe le contexte, il s'avère impensable de

Rapport-Gratuit.com

considérer toutes les dégradations possibles du signal afin de prendre les décisions en matière d'allocation et de routage. Il existe cependant différentes approches.

Une possible approche serait de tenir compte principalement des effets linéaires suivants : le bruit généré par les amplificateurs optiques, la PMD et la diaphonie. Pour se faire, différents types d'algorithmes ont été développés, par exemple le IABP (*impairment-aware best-path*) et le IAFF (*impairment-aware first-fit*), tous deux conçus pour une vitesse d'au moins 10 Gb/s par canal. L'objectif de ce type d'approche est d'améliorer la probabilité de blocage en termes de demande de connexion, qui est un critère de performance important concernant les réseaux dynamiques. La probabilité de blocage consiste en la probabilité qu'une demande de connexion ne puisse pas être satisfaite, de telle sorte qu'elle serait bloquée. Deux modèles sont observés dans l'élaboration de ce type de IRWA (*impairment RWA*) au niveau de la couche physique, soit le modèle de validation de la PMD et celui de l'OSNR. Ainsi, les demandes de connexions sont contrôlées par deux métriques; soit les ressources disponibles (longueurs d'onde, ports d'équipements, etc.) ainsi que la qualité du signal. Dans les faits, ce type d'algorithme permet de diminuer les probabilités de blocage pour les deux types d'algorithmes testés et d'optimiser l'utilisation des ressources, tout en maintenant un temps de calcul raisonnable. Il faut toutefois spécifier que l'utilité de cette vérification augmente avec la quantité de trafic, puisque les deux métriques (ressources et qualité du signal) vont être à la baisse. Lorsque la charge de trafic est moins grande ou minime, il y a abondance de ressources pour satisfaire la demande, en terme de routage et d'allocation de longueur d'onde (Huang, Heritage et Mukherjee, 2005).

Une autre approche consisterait en une analyse séparée des différents effets, en espérant pouvoir ensuite les représenter par une seule valeur, qui les engloberait. L'objectif est d'amasser les paramètres importants et de les conserver sous forme de matrice. C'est cette matrice qui sera ensuite utilisée par l'algorithme RWA, afin de calculer une figure de mérite en bout de liaison, pour chacun des effets. Tel que détaillé dans la littérature (Pachnicke *et al.*, 2006), une des approches consiste à utiliser ce qui est appelé une pénalité d'ouverture de l'œil (*EOP*) comme figure de mérite dans le cas d'effets déterministes, comme la dispersion

ou l'automodulation de phase (SPM). Pour d'autres effets comme le bruit des amplificateurs optiques (ASE) ou certains effets non linéaires, il est préférable d'utiliser la variance de ces effets comme figure de mérite. Ensuite, on cherche à représenter tous les différents effets par un seul facteur, en combinant les figures de mérite de chaque effet. Les figures de mérite peuvent être combinées en multipliant les EOP et en additionnant les variances, afin d'en calculer le facteur Q ou le BER. Évidemment, dans un contexte où des éléments de réseau doivent commuter le signal, l'algorithme (*constraint-based routing*) doit être très rapide puisque le temps alloué pour le calcul est très court.

Afin de considérer l'impact des effets indésirables sur la qualité du signal lors de la gestion des demandes, une autre façon de faire semble aussi très intéressante, qui est basée sur des mesures prises en laboratoire. Dans le cas de cet estimateur de contraintes physiques, le plus important est de pouvoir mesurer l'ampleur de l'erreur entre l'estimation de la qualité du signal et la valeur mesurée en laboratoire, afin de connaître la précision de l'outil. Dans cet article (Morea *et al.*, 2008), un estimateur analytique est proposé, basé sur l'interpolation de mesures prises en laboratoire, appelé le *quality of transmission (QoT) function.* Ensuite, ayant établi un seuil acceptable de BER, un facteur Q y est rattaché et c'est avec cette donnée qu'il sera possible de comparer la valeur du facteur Q calculé pour la requête qui est à l'étude. Évidemment, la partie la plus ardue et importante est l'estimation du facteur Q de la liaison qui répond à la requête à l'étude. Les estimations des différents termes utilisés pour décrire les effets considérés dans le calcul du facteur Q de la liaison sont tirées, en parti, de plusieurs mesures effectuées en laboratoire.

De plus, cet outil d'estimation de la qualité du signal (*QoT*) est comparé à une technique de limitation de la portée. Cette technique consiste à définir une portée maximale et à traduire tous effets indésirables en pénalités appliquées à la limite de portée maximale préalablement définie. Dans ce cas, la demande de connexion est considérée comme étant valide si la longueur équivalente de la requête est inférieure à la portée maximale calculée. Si ce n'est pas le cas, la régénération est utilisée au dernier nœud afin de permettre la liaison. Afin de tenir compte des pertes subies au niveau des nœuds, on associe une longueur équivalente à

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

chaque nœud qu'on peut seulement additionner à la longueur effective, pour chaque *span* traversé, afin d'obtenir une longueur totale significative. De plus, la portée du système est la longueur maximale pour laquelle toutes les longueurs d'onde ont un facteur Q plus grand que le seuil fixé préalablement. Certains effets ne sont cependant pas pris en compte, comme l'accumulation de dispersion résiduelle ainsi que de la diaphonie.

Dans un contexte de réseau hétérogène, c'est-à-dire où les mêmes éléments de réseau n'ont pas les mêmes caractéristiques, ce qui est pratiquement toujours le cas en réalité, l'outil d'estimation de la qualité du signal s'avère plus précis que la technique de la portée maximale. Il est aussi plus performant en terme de nombre de régénérateurs requis pour répondre à toutes les demandes, puisqu'il exploite mieux les ressources du réseau. (Morea *et al.*, 2008)

4.3 Le valideur de couche physique

Le valideur de couche physique se veut un outil de validation d'une solution de réseau optique sans filtre et cette section décrit en détail le fonctionnement du prototype qui a été développé dans le cadre des présents travaux. L'outil est basé sur les règles d'ingénierie expliquées au chapitre précédent et a été codé dans l'environnement logiciel MATLAB®.

4.3.1 Le logiciel MATLAB®

Le logiciel MATLAB® est en fait un environnement de développement permettant entre autres le traitement de données sous forme de matrices, l'exécution de calculs mathématiques et la conception de programmes. C'est un logiciel très polyvalent qui permet la création de logiciels exécutables. De plus, la programmation nécessaire pour le développement de fichiers (logiciels) n'est pas très fastidieuse, puisqu'il n'est pas nécessaire de gérer l'allocation de la mémoire (programmation de bas niveau). C'est aussi un logiciel qui permet d'exporter le code développé dans l'environnement MATLAB® dans un autre langage (langage C par exemple) ou d'importer du code développé dans un autre environnement.

C'est pourquoi le logiciel MATLAB® a été choisi comme environnement de développement pour la conception du valideur de la couche physique d'un réseau optique sans filtre.

4.3.2 Processus d'évaluation d'une liaison optique sans filtre

Afin de bien comprendre la façon dont un arbre de fibres est évalué dans l'algorithme de validation, le processus d'évaluation sera décrit à l'aide d'un exemple. La figure 4.1 représente un exemple d'arbre de fibres, tiré d'une solution de réseau sans filtre. Cet arbre de fibres possède trois liaisons distinctes, chacune d'une couleur différente. Le *Nœud 3* est agrandi afin de voir les branchements entre les 6 contacts du noeud.

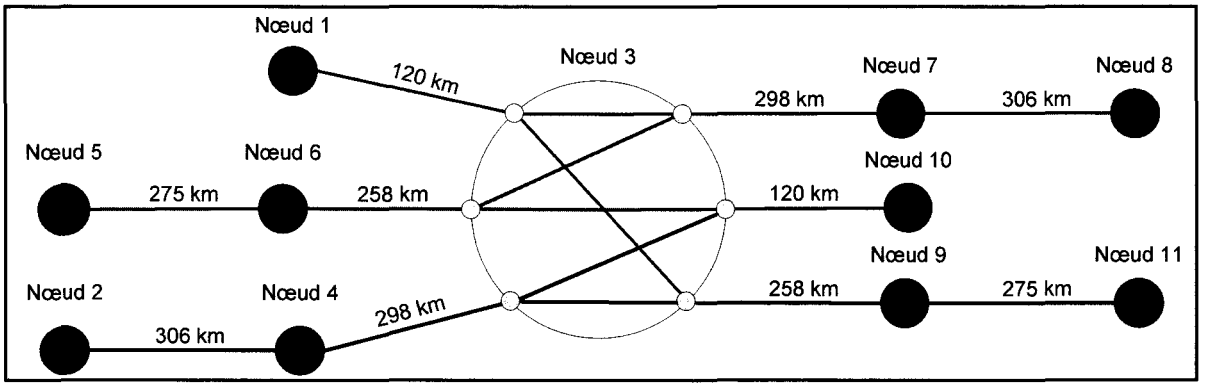


Figure 4.1 Exemple d'un arbre de fibres modélisé selon la représentation par nœud.

La première étape de la validation est de sélectionner la liaison qui totalise la plus grande distance incluant les branches qui lui sont combinées. On cherche ici à identifier la liaison où le niveau de bruit sera le plus élevé. Pour ce faire, la sommation de toutes les longueurs des branches constituant chacune des liaisons doit être faite. Par exemple, pour la liaison du bas (Nœud 2-4-3-9-11), on doit aussi considérer la branche de 120 km (Nœud 1-3) dans notre sommation puisqu'elle est combinée à la liaison du bas, à la sortie du nœud 3. Dans ce cas-ci, toutes les branches font un total de 1257 km. C'est donc dire que le niveau de bruit ASE est équivalent à l'extrémité de chacune des trois liaisons optiques constituant l'arbre de fibres présenté à la figure 4.1.

Une deuxième étape est donc nécessaire et elle consiste à sélectionner la liaison qui possède la plus grande distance, mais cette fois excluant les branches qui lui sont combinées. De cette façon, on sélectionnera la liaison dont les canaux seront les plus touchés par les effets de distorsion. Dans ce cas, c'est la branche du bas (Nœud 2-4-3-9-11) qui constitue le plus grand chemin optique, soit 1137 km.

4.3.3 Algorithme de validation

Une fois que la liaison qui doit être validée est sélectionnée, une certaine analyse doit être faite par l'utilisateur afin d'identifier toutes les branches qui sont combinées à la liaison à l'étude. Il sera nécessaire de déterminer, dans un premier temps, la valeur de bruit provenant de ces branches qui doit être ajoutée au bruit cumulatif de la liaison à l'étude. Pour déterminer ces niveaux de bruit, le valideur analyse individuellement toutes les branches combinées à la liaison à l'étude et conserve les niveaux de bruit correspondants en mémoire. Ces valeurs de bruit sont ensuite utilisées dans la validation de la liaison à l'étude, afin d'obtenir le taux d'erreur sur les bits final. La procédure de validation s'exprime donc comme suit :

1. Repérer la liaison critique.
2. Analyser séquentiellement les branches combinées à la liaison à analyser.
3. Analyser la liaison sélectionnée en tenant compte du bruit provenant des branches combinées (Résultat de l'étape 2).
4. Valider la liaison sélectionnée en calculant le taux d'erreur sur les bits final.

Afin de pouvoir traiter toutes les possibilités de construction d'arbres de fibres, il est important de bien définir dans l'algorithme tous les types de sections, préalablement définis dans le chapitre trois. Dans l'algorithme de validation, ces types de sections sont identifiés par un numéro (tableau 4.1). C'est avec ce numéro que l'algorithme est en mesure de prédire la façon dont la branche sera assemblée et ainsi calculer le taux d'erreur.

Tableau 4.1 Liste des numéros identifiant les types de sections

Numéro d'identification de la section	**Types de section**
1	Section de base
2	Combinée en entrée
3	Divisée en entrée
4	Combinée en sortie
5	Divisée en sortie
6	Combinée en sortie et Divisée en entrée
7	Tout autre type

Représentation matricielle d'une branche (liaison)

Une solution sans filtre est analysée en regardant chaque branche individuellement et il était nécessaire de trouver un moyen de représenter une branche (ou une liaison) dans l'algorithme, en tenant compte de ses particularités. Pour y arriver, une représentation matricielle a été élaborée. Cette représentation consiste à construire la branche en utilisant les sections-type définies au tableau 4.1. En outre, une ligne de la matrice représente une série continue de *sections de base* (liaison linéaire) pouvant débuter et se terminer par n'importe quels types de sections. Aussi, pour chaque ligne de la matrice, il doit être spécifié si une certaine quantité de bruit ASE doit être considérée, dans le cas où deux branches seraient combinées au début ou à la fin de cette série de *sections de base* (liaison linéaire).

Représentation matricielle des sections

L'algorithme doit aussi travailler avec une granularité qui descend jusqu'à la section. Toutes les sections constituantes d'une branche sont donc décrites distinctement dans une autre matrice, afin qu'elles puissent être traitées séparément. L'objectif est de pouvoir traiter un

arbre de fibres comme une simple succession de sections, incluant le bruit supplémentaire à considérer dans le cas où deux branches sont combinées. Dans cette matrice, les sections de même type et qui sont consécutives occupent la même ligne. Dans le cas où le type de section à l'étude serait du type *combinée en entrée* ou *combinée en sortie*, la valeur de la densité spectrale du bruit qui est combinée à ce niveau est aussi incluse dans la matrice, afin d'être prise en compte dans le calcul de bruit total. C'est donc à partir de cette matrice qu'il sera possible de calculer la qualité du signal à l'extrémité de l'arbre de fibres.

Exemple de la validation d'un arbre de fibres

Afin de bien comprendre comment ces matrices sont construites et comment l'algorithme fonctionne, l'arbre de fibres illustré à la figure 4.3 est utilisé à titre d'exemple. Pour ce faire, les étapes logiques de l'évaluation de l'arbre de fibres, tel qu'il est traité dans l'algorithme, sont décrites.

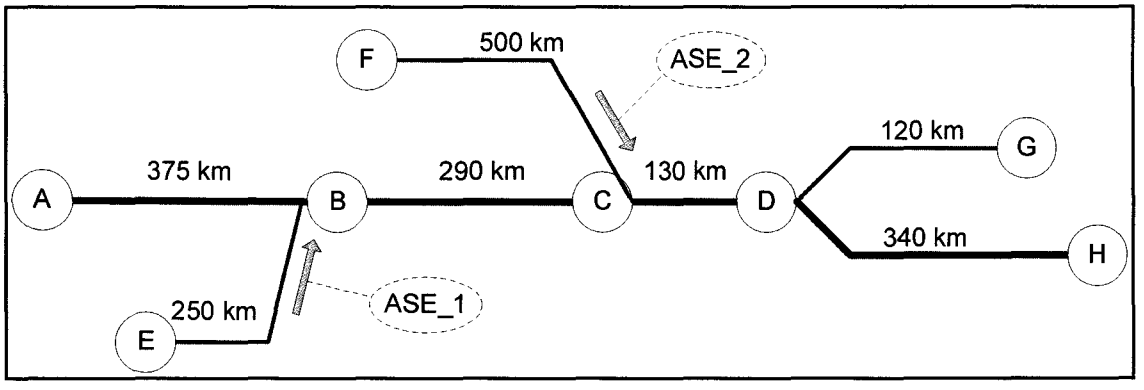


Figure 4.2 Exemple d'un arbre de fibres à valider.

Tout d'abord, on doit sélectionner la branche ou liaison qui doit être validée. D'après les critères définis auparavant, c'est la liaison constituée des nœuds A-B-C-D-H qui est sélectionnée. Comme deux branches sont combinées à la liaison à l'étude, il faut déterminer la quantité de bruit généré par ces deux branches, d'une distance de 250 km (E-B) et de 500 km (F-C). L'algorithme de validation d'une branche est donc exécuté pour une première fois

avec la matrice décrite au tableau 4.2, pour obtenir le niveau de bruit (*ASE_1*) combiné à la liaison à l'étude.

Tableau 4.2 *MatriceBranche* du lien E-B

Numéro de la section du début de la branche	**Distance (km)**	**Numéro de la section de la fin de la branche**	**ASE à ajouter au début de la branche**	**ASE à ajouter à la fin de la branche**
1	250	1	0	0

L'algorithme est ensuite exécuté une deuxième fois, mais cette fois pour obtenir le bruit provenant de la branche F-C (*ASE_2*).

Tableau 4.3 *MatriceBranche* du lien F-C

Numéro de la section du début de la branche	**Distance (km)**	**Numéro de la section de la fin de la branche**	**ASE à ajouter au début de la branche**	**ASE à ajouter à la fin de la branche**
1	500	1	0	0

Les résultats de ces deux premiers traitements constituent les valeurs de bruit à l'extrémité des liens E-B et F-C. Avec ces valeurs de bruit (*ASE_1* et *ASE_2*), il est ensuite possible d'exécuter l'algorithme de validation pour la liaison à l'étude. Cependant, il faut d'abord construire la matrice de la liaison à l'étude, en tenant compte du bruit qui est ajouté au nœud B et C. Le tableau 4.4 représente la matrice qui définit la liaison à l'étude. On remarque que la liaison est divisée en quatre séries de sections, séparées par les nœuds B, C et D.

Tableau 4.4 La *MatriceBranche* de la liaison à l'étude

Numéro de la section du début de la branche	**Distance (km)**	**Numéro de la section de la fin de la branche**	**ASE à ajouter au début de la branche**	**ASE à ajouter à la fin de la branche**
1	375	2	0	ASE_1
1	290	1	0	0
4	130	1	ASE_2	0
5	340	1	0	0

Ensuite, l'algorithme de validation d'une branche transforme la *MatriceBranche* en *MatriceSpans* (tableau 4.5). C'est avec cette dernière représentation que l'évaluation du taux d'erreur final peut être obtenue puisque toutes les informations nécessaires au calcul tel que défini dans la section sur l'application du modèle théorique (section 3.2) sont maintenant connues.

Tableau 4.5 La *MatriceSpans* de la branche à l'étude

Nombre de sections	**Numéro des sections**	**Valeur de l'ASE à ajouter (s'il y a lieu)**
5	1	0
1	2	ASE_1
5	1	0
1	4	ASE_2
1	1	0
1	5	0
4	1	0

L'annexe IV illustre la façon dont l'algorithme de validation procède pour évaluer une solution, sous forme d'un diagramme de flux. Plusieurs étapes secondaires sont nécessaires afin de valider une solution sans filtre et elles prennent la forme de fonctions dans l'algorithme de validation. Bien que ces étapes ne soient pas détaillées dans ce mémoire, elles figurent tout de même, ainsi que le nom des fonctions, dans le diagramme de flux de l'annexe IV. Aussi, tout le code développé pour le valideur de couche physique d'un réseau optique sans filtre se trouve à l'annexe VI.

4.4 Analyse des résultats

Le but n'étant pas de valider des solutions de réseaux optiques sans filtre, mais bien de concevoir un prototype de validation de la couche physique, une solution est analysée par étapes afin de mieux comprendre comment l'outil de validation fonctionne.

4.4.1 Évaluation d'une solution sans filtre

Afin de compléter l'analyse de l'outil développé, une solution de réseau sans filtre est évaluée avec l'aide du valideur de couche physique. Tout d'abord, une solution de réseau optique sans filtre a été générée avec la plateforme de conception et de simulation des réseaux optiques sans filtre (Archambault, 2008). Cette solution a été générée à partir du réseau de 7 nœuds de la figure 4.4.

Rapport-Gratuit.com

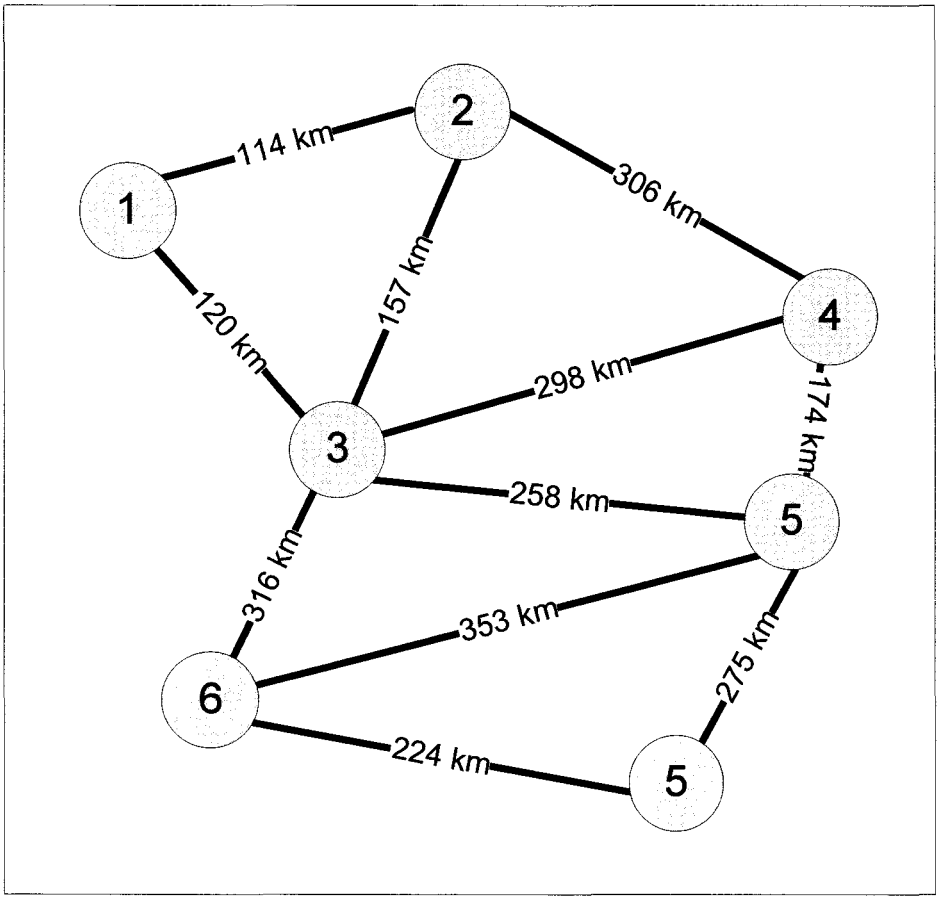


Figure 4.3 Réseau optique à 7 nœuds.

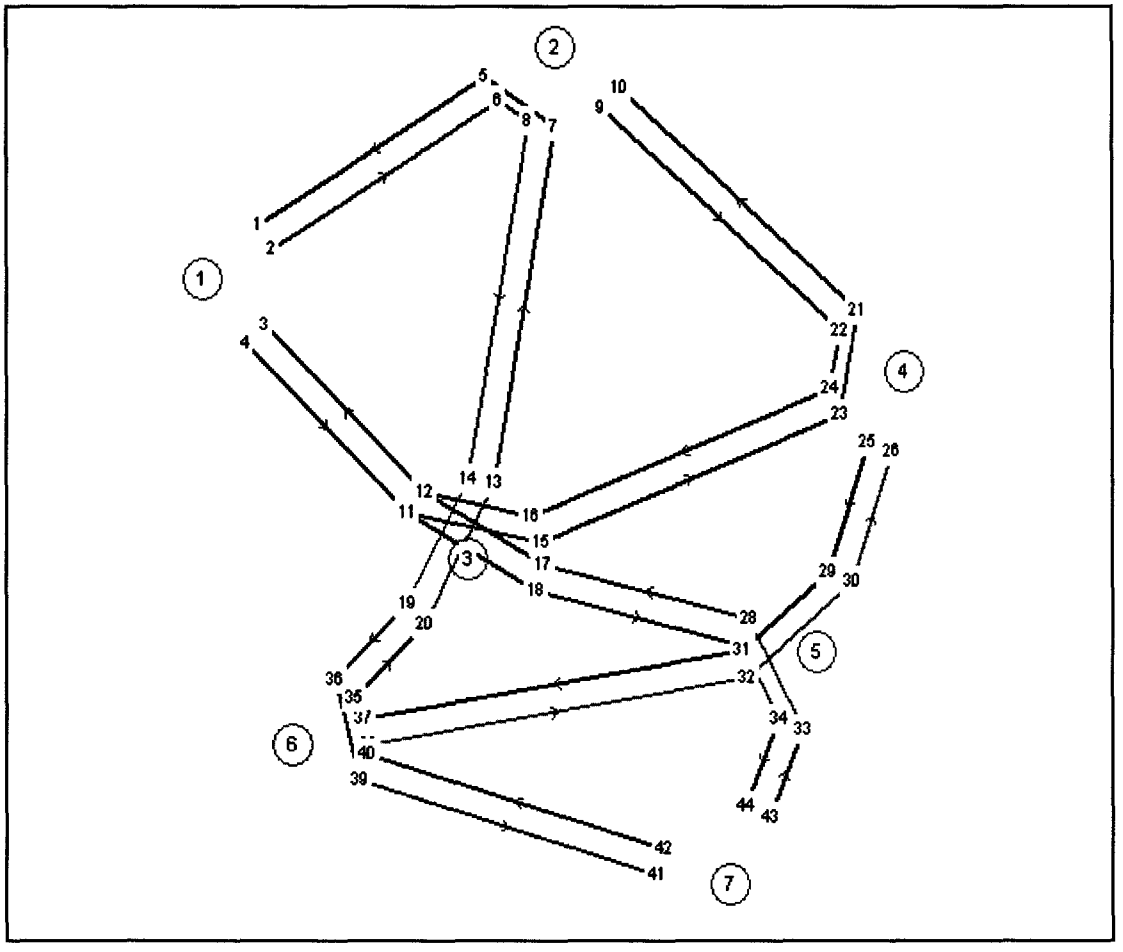


Figure 4.4 Solution sans filtre du réseau représenté à la figure 4.4 (représentation par contact).

La solution sans filtre est illustrée à la figure 4.5 et est constituée de 5 arbres de fibres différents, illustrés par différentes couleurs et détaillés à l'annexe V. Le valideur de couche physique a été utilisé pour valider chacun des arbres de fibres. Le tableau 4.7 contient les résultats de taux d'erreur obtenus à l'extrémité de chacun des arbres de fibres. Dans tous les cas, le taux d'erreur sur les bits est inférieur au taux d'erreur seuil de 10^{-3}, défini précédemment. C'est donc dire que les arbres de fibres sont valides du point de vue de la qualité du signal et que la solution sans filtre générée est valide.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Tableau 4.6 Résultats finaux des taux d'erreur pour chaque arbre de fibres

	Branche 1	**Branche 2**	**Branche 3**	**Branche 4**	**Branche 5**
BER	1.228e-016	1.294e-025	1.294e-025	1.228e-016	3.283e-008

L'outil développé fournit aussi une courbe montrant l'évolution du taux d'erreur en fonction de la distance. Les figures 4.6, 4.7, 4.8, 4.9 et 4.10 illustrent ces courbes pour les cinq arbres de fibres de la solution présentée précédemment. L'arbre de fibres 5 possède un nœud combineur et l'impact de la combinaison du bruit est visible sur la figure 4.10. À environ 600 km, il y a une cassure de la courbe, une augmentation subite du BER, qui s'explique par le fait que deux branches sont combinées à la sortie du nœud.

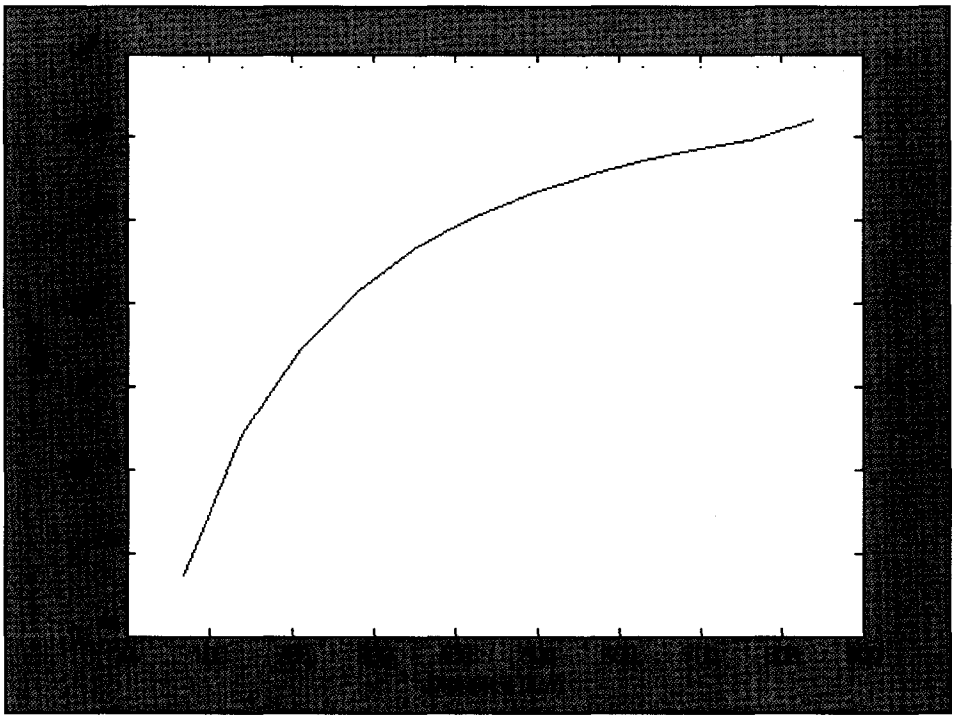


Figure 4.5 Résultats de BER pour l'arbre de fibres 1.

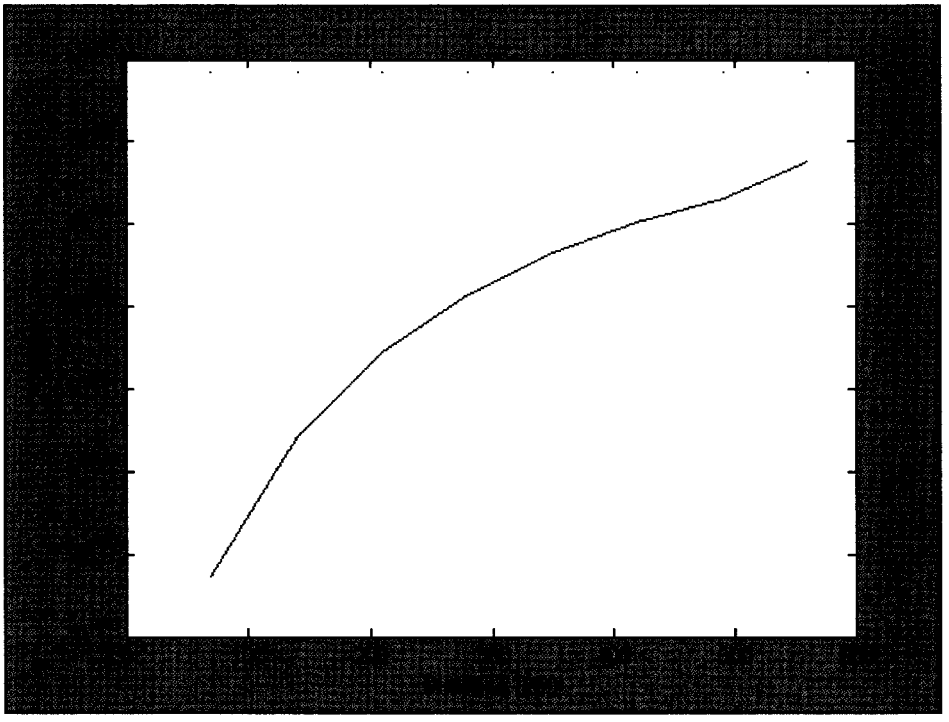


Figure 4.6 Résultats de BER pour l'arbre de fibres 2.

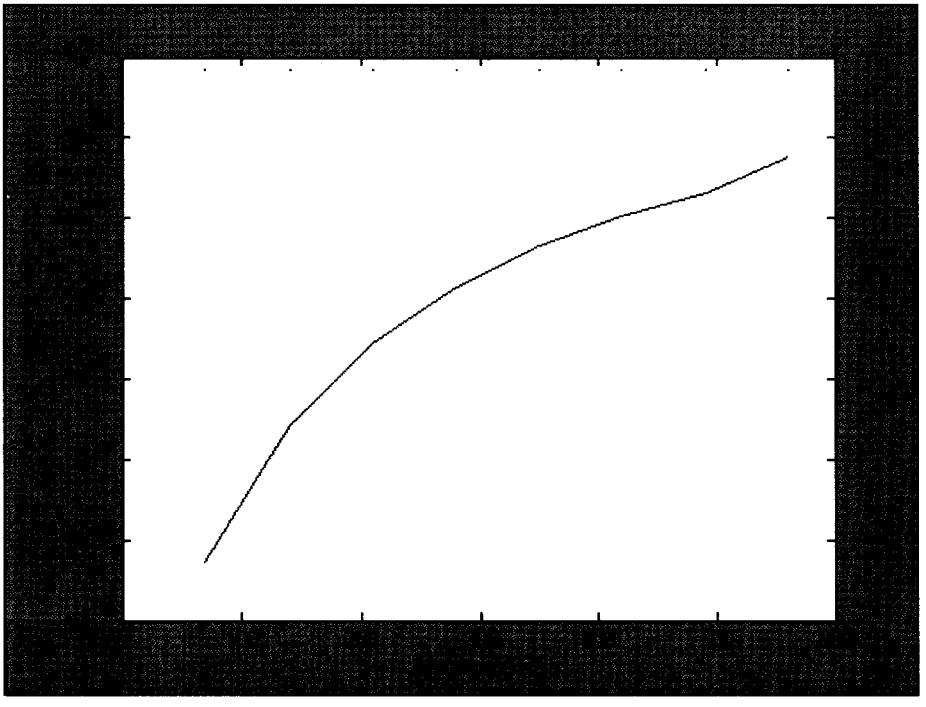


Figure 4.7 Résultats de BER pour l'arbre de fibres 3.

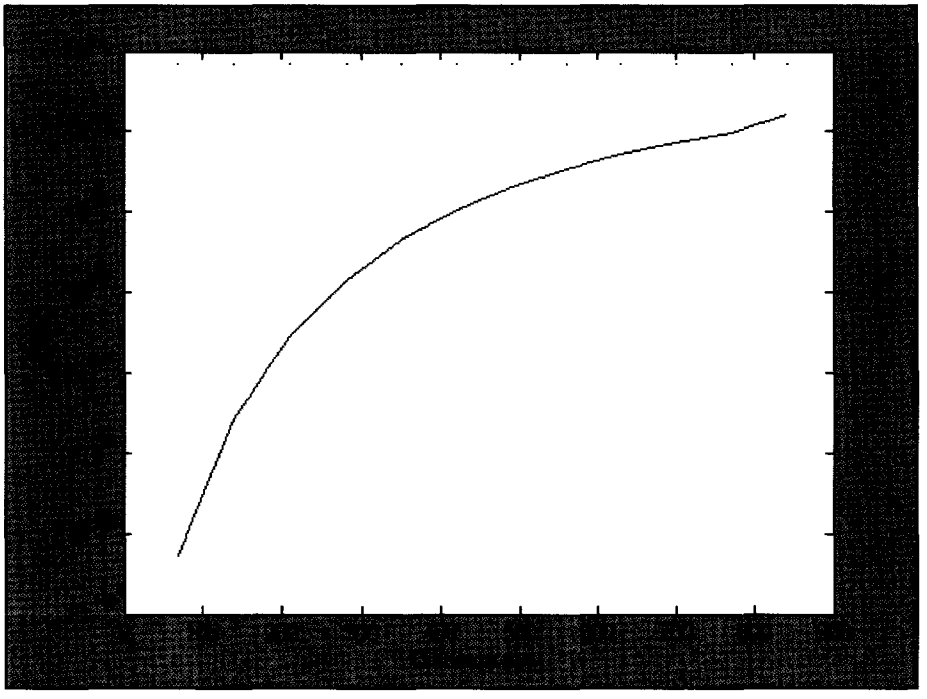


Figure 4.8 Résultats de BER pour l'arbre de fibres 4.

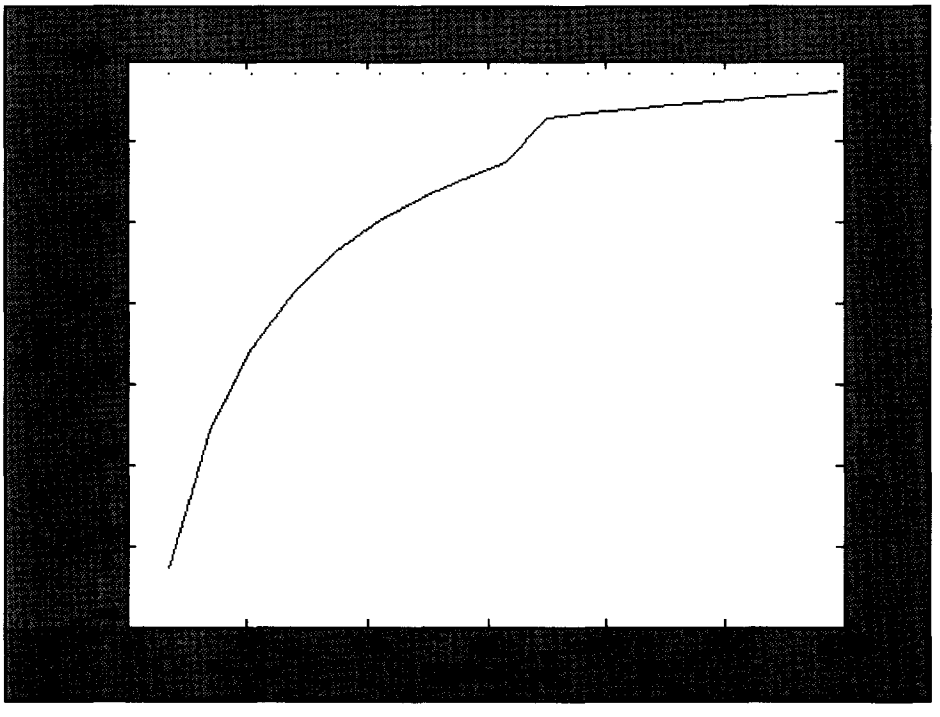


Figure 4.9 Résultats de BER pour l'arbre de fibres 5.

4.4.2 Comparaison entre le valideur et un logiciel de simulation (VPI)

La validation de la couche physique d'un réseau optique sans filtre peut aussi être effectuée, dans une certaine mesure, avec un logiciel de simulation comme VPI. Cependant, comme l'objectif est de se doter d'un outil de validation simple et efficace, la simulation d'une liaison optique avec VPI n'apparaît pas comme le meilleur choix. En effet, en plus du temps nécessaire pour construire une solution avec tous les bons composants et les bonnes valeurs des paramètres, le temps de simulation est aussi très grand. Pour une liaison à plusieurs longueurs d'onde, incluant évidemment les effets non linéaires, le temps peut être de l'ordre de quelques heures avant d'obtenir les résultats finaux. De plus, il est aussi très fastidieux de lancer une simulation avec une grande quantité de longueurs d'onde et de considérer tous les effets de distorsion.

L'intégration de l'outil à une plateforme de contrôle d'un réseau ou aux algorithmes de RWA pour le routage et l'allocation des ressources est aussi une possibilité et en ce sens, le développement d'un outil en MATLAB® est bien plus avantageux. L'environnement MATLAB® est aussi plus accessible que le logiciel VPI, dont les licences sont dispendieuses et qui nécessite beaucoup de ressources informatiques (un ordinateur suffisamment puissant).

4.4.3 Caractéristiques du valideur de la couche physique

Le valideur de couche physique est un outil relativement performant. Bien que le temps de traitement pour l'analyse d'une branche soit assez rapide, de l'ordre de quelques secondes, certaines interventions sont tout de même nécessaires. En effet, il est nécessaire pour l'utilisateur de construire lui-même la matrice de l'arbre qui doit être traité par le valideur. Dans le cas où des branches sont combinées, l'utilisateur doit construire la matrice de toutes les branches individuellement. À ce propos, il pourrait être très intéressant, dans un deuxième temps, de trouver une façon d'éliminer cette intervention humaine et d'intégrer complètement l'outil à la plateforme de génération de solution sans filtre. Le processus de génération et de validation pourrait ainsi être complètement automatisé.

Aussi, toutes les variables nécessaires au calcul du facteur Q et du taux d'erreur sont des paramètres modifiables. Évidemment, les paramètres s'appliquent à toutes les fonctions et il n'est pas possible de modifier un paramètre en cours de validation. Cela signifie que la validation d'un arbre de fibres s'appuie sur la modélisation d'une branche construite à partir de composantes ayant des spécifications uniformes. Il serait cependant hasardeux et excessivement lourd de procéder autrement, la simplicité de l'outil étant un critère important.

De plus, le valideur est construit de telle sorte qu'il fournit le taux d'erreur sur les bits à l'extrémité de la branche (ou liaison) analysée, en plus d'un graphique illustrant l'évolution du BER en fonction de la distance. Ce graphique permet de cerner facilement une grande détérioration du signal, peu importe l'emplacement, qui pourrait être à l'origine du refus de l'arbre analysé. Il serait toutefois possible d'ajouter certains résultats, comme le niveau de bruit par exemple.

En plus d'être très avantageux d'un point de vue du temps de traitement, le valideur de couche physique ne serait pas très dispendieux à utiliser. Comme il nécessite des ressources limitées en calcul et peux facilement être exporté sous la forme de codes comme le langage C, son implantation ne devrait pas constituer un fort coût.

Finalement, l'outil ne permet pas l'évaluation de l'insertion d'un bloqueur de longueurs d'onde dans une solution sans filtre. Cependant, certaines études ont été menées dans ce travail et cela pourrait constituer un premier pas dans l'intégration des bloqueurs de longueurs d'onde dans l'algorithme de validation. En fait, l'outil peut aussi facilement évoluer puisque chaque processus est implémenté dans une fonction distincte. Advenant le cas où des modifications seraient nécessaires, pour évaluer de nouvelles architectures par exemple, cela pourrait être fait assez facilement via l'ajout de nouvelles sections-type.

CONCLUSION

Dans ce mémoire, il est question du développement d'un prototype permettant de valider, au niveau de la couche physique, une solution de réseau optique sans filtre. Pour ce faire, il a fallu définir les possibles constructions d'un réseau optique sans filtre et des *sections génériques* ont été élaborées à ce niveau. Ces *sections génériques* permettent la construction facile d'arbres de fibres qui sont par la suite validés via un calcul analytique de taux d'erreur. Comme les liaisons optiques sans filtre sont principalement constituées de diviseurs de puissance optique, d'amplificateurs optiques et de fibres optiques, la source principale de bruit provient des amplificateurs optiques. De ce fait, le traitement de la qualité du signal est de beaucoup simplifié par rapport aux réseaux optiques traditionnels, qui comprennent des éléments de réseau actifs comme des ROADMs.

Cette simplicité a permis de développer une méthode analytique, basée sur des calculs théoriques, qui a pu être validée en simulation avec le logiciel VPItansmissionMaker™. À la suite de simulations, certains paramètres ont pu être quantifiés et des règles d'ingénierie ont été définies. C'est autour de cette méthode analytique et des règles d'ingénierie que s'articule le valideur de la couche physique. Cet outil de validation, développé dans l'environnement MATLAB®, permet la validation d'une solution sans filtre assez rapidement et détermine clairement la viabilité d'une solution à partir du taux d'erreur du signal. La rapidité et la simplicité avec laquelle il évalue une solution en font un outil fort utile dans l'exercice de conception de réseaux optiques sans filtre.

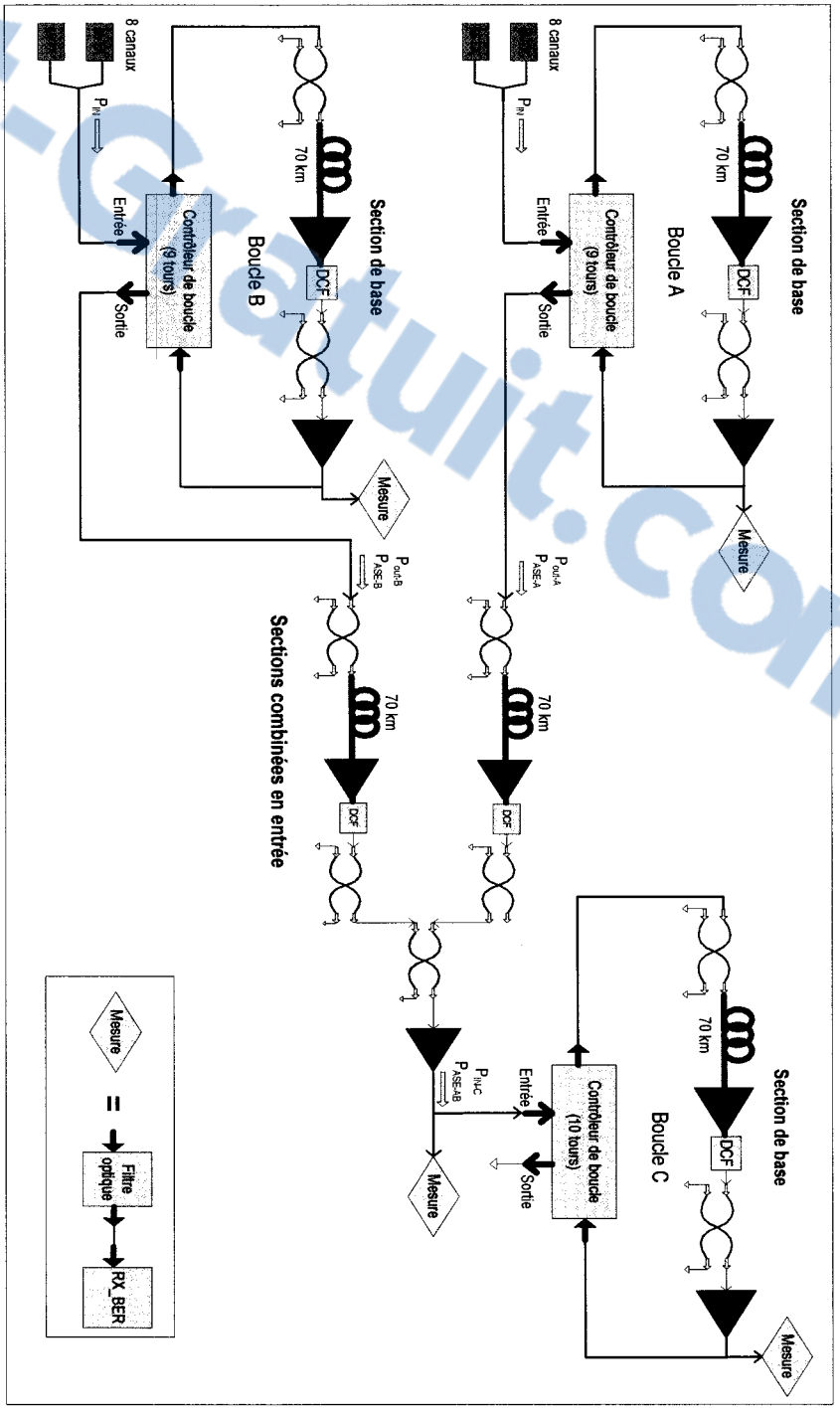
Pour la suite des choses concernant ce travail, plusieurs pistes sont à regarder afin d'améliorer le prototype ou de l'intégrer au plan de contrôle. Tout d'abord, il serait intéressant de générer davantage de solutions de réseaux optiques sans filtre pour divers types de réseaux et ensuite les valider avec le prototype. Ultimement, il serait très pratique d'intégrer le prototype à la plateforme de génération de solution de réseau optique sans filtre, c'est-à-dire éliminer les interventions humaines dans l'analyse d'une solution de réseau optique sans filtre. Aussi, la modification de certains paramètres dans le prototype, tout

comme l'étude approfondie des bloqueurs de longueurs d'onde et des récepteurs accordables, afin de modéliser avec plus de réalisme la conception d'une liaison optique sans filtre, sont autant de suites possibles à ce travail afin d'améliorer le prototype. Finalement, une analyse détaillée pourrait aussi être faite afin de déterminer comment le valideur de couche physique pourrait être utilisé dans un contexte de validation d'une liaison optique sans filtre réelle à même un plan de contrôle, et ce, en quelques secondes lorsqu'une demande de connexion est faite.

Ce travail constitue une étape importante dans le projet global portant sur les réseaux optiques sans filtre et fournit plusieurs réponses quant à la modélisation d'un réseau optique sans filtre. Les prochaines étapes consistent en la définition d'une méthode de contrôle du réseau, définissant du même coup le protocole à utiliser, les possibilités en termes de protection et de métrologie, ainsi que la façon dont le réseau évoluera dans le temps.

ANNEXE I

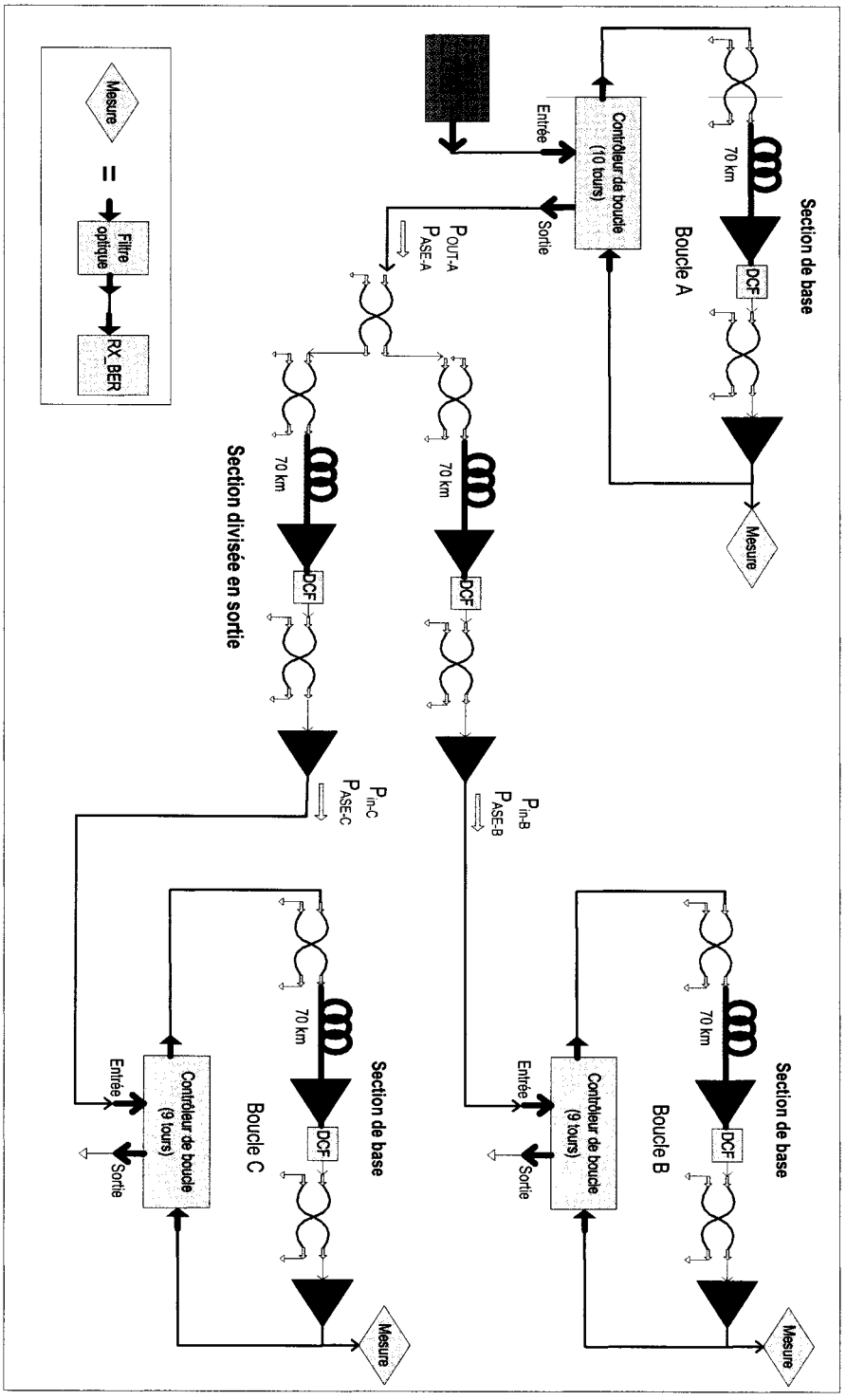
SCHÉMA DE SIMULATION D'UNE LIAISON À DEUX BRANCHES COMBINÉES



Apport-Gratuit.com

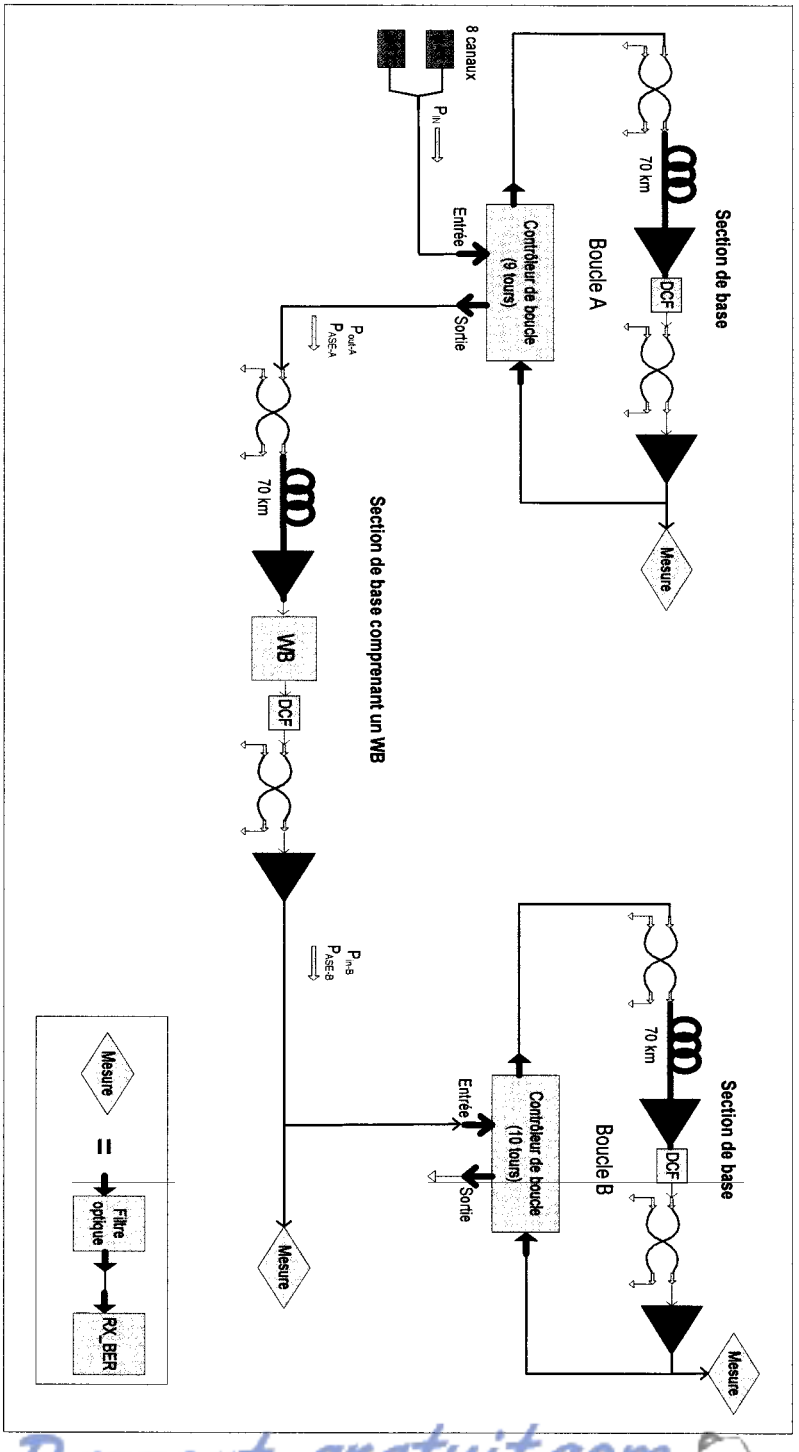
ANNEXE II

SCHÉMA DE SIMULATION D'UNE LIAISON DIVISÉE



ANNEXE III

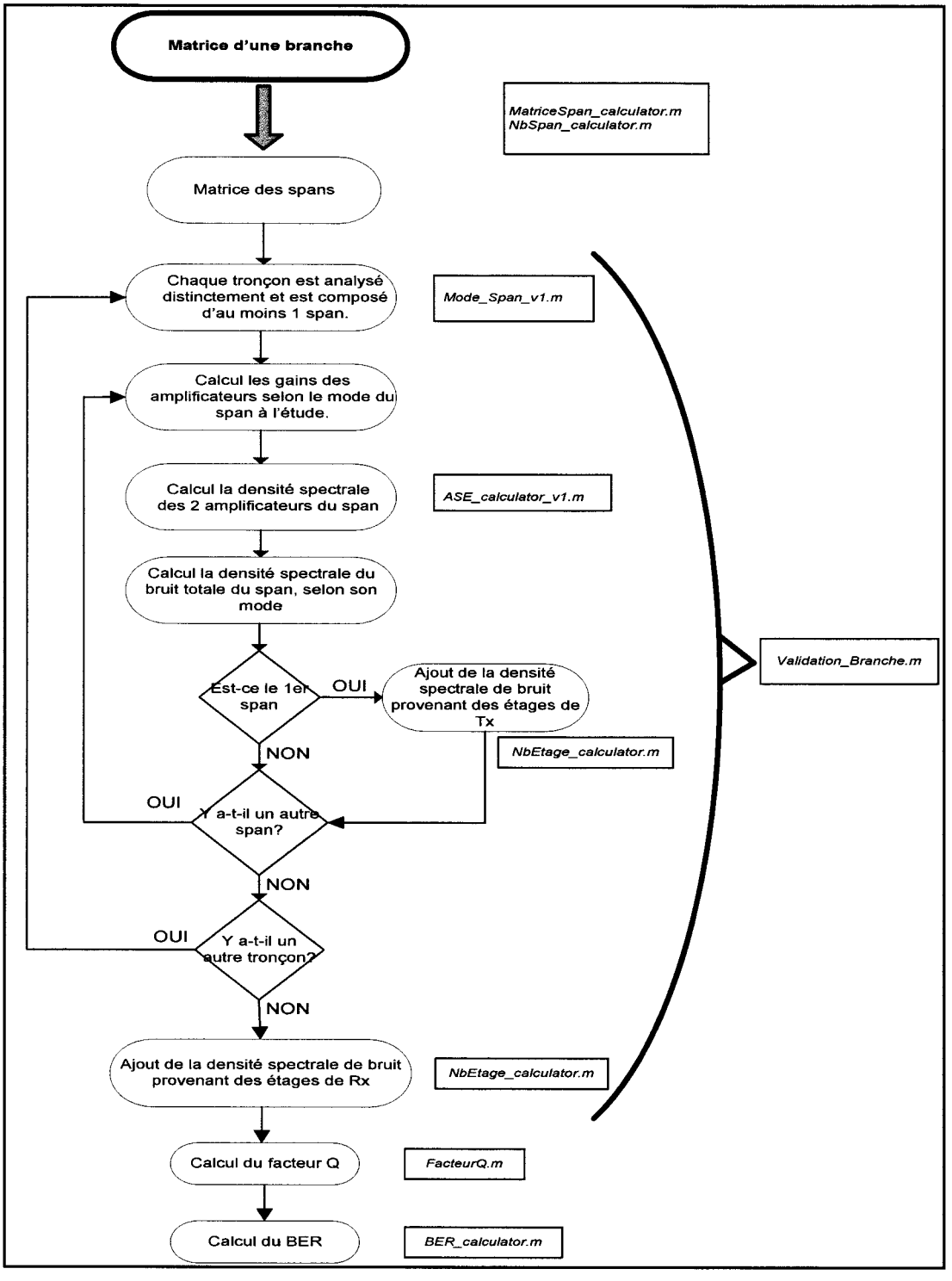
SCHÉMA DE SIMULATION D'UNE LIAISON LINÉAIRE COMPRENANT UN BLOQUEUR DE LONGUEUR D'ONDE (WB)



Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

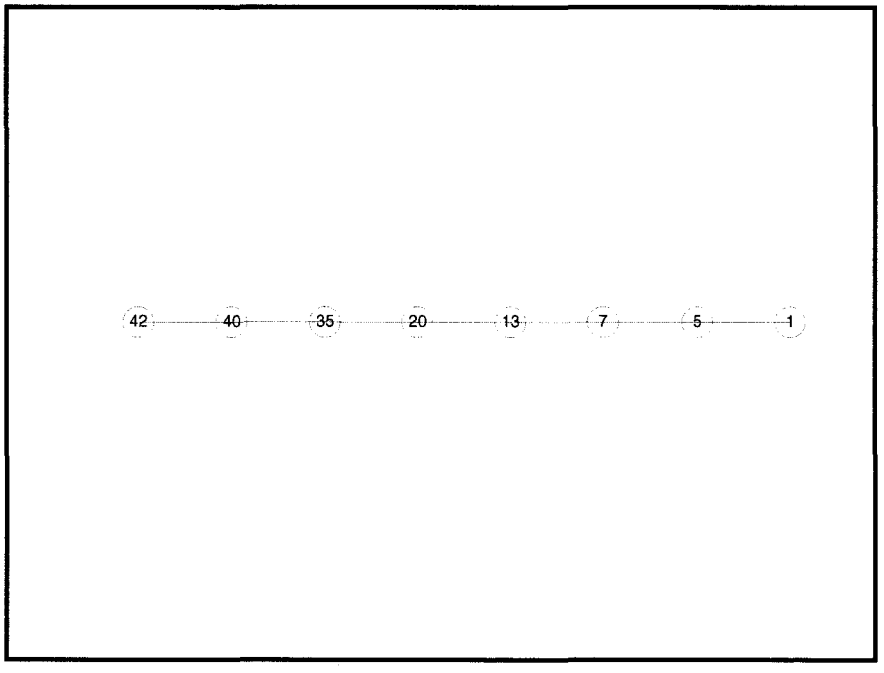
ANNEXE IV

DIAGRAMME DE FLUX DE L'ALGORITHME DE VALIDATION

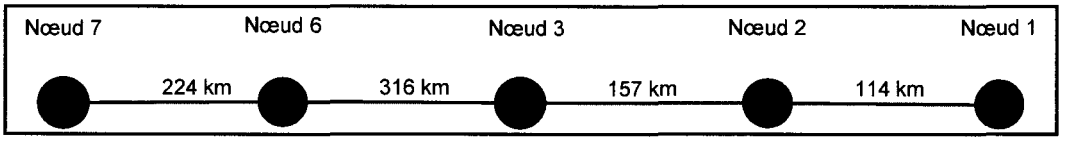


ANNEXE V

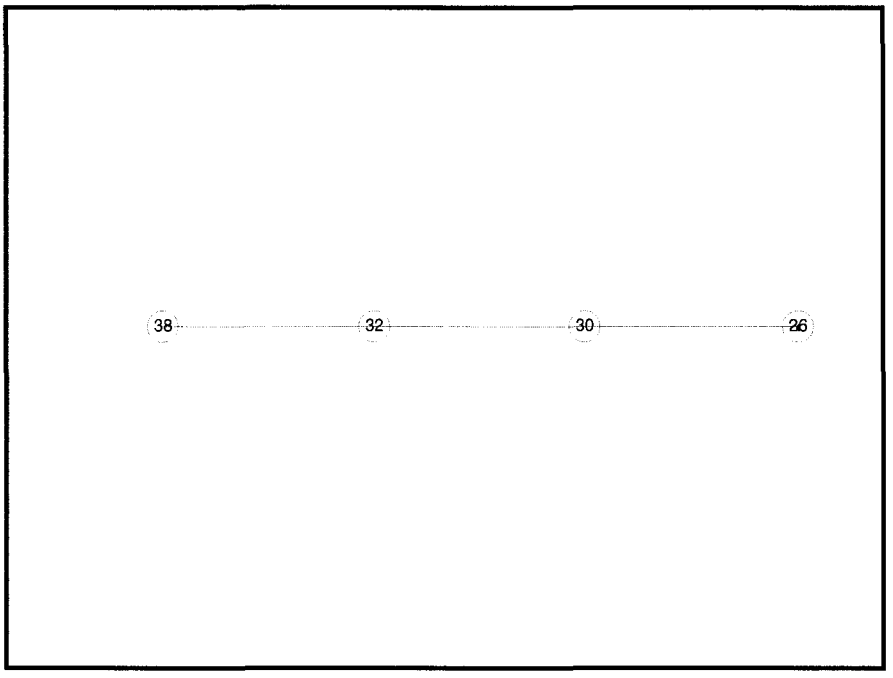
REPRÉSENTATION DES ARBRES DE FIBRES DE LA SOLUTION SANS FILTRE ÉVALUÉE



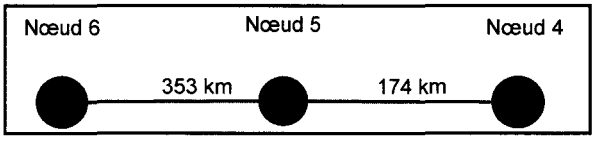
Arbre de fibres 1 (représentation par contacts)



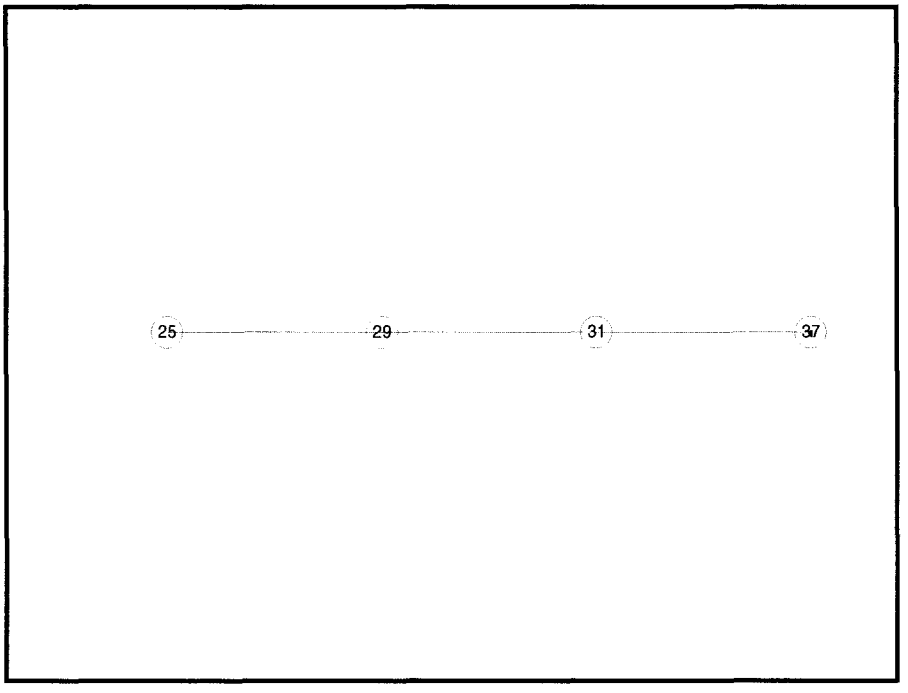
Arbre de fibres 1 (représentation par nœuds)



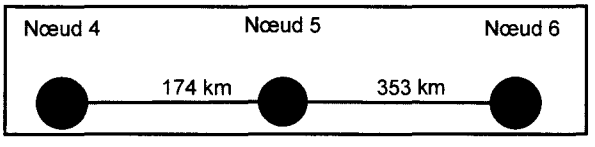
Arbre de fibres 2 (représentation par contacts)



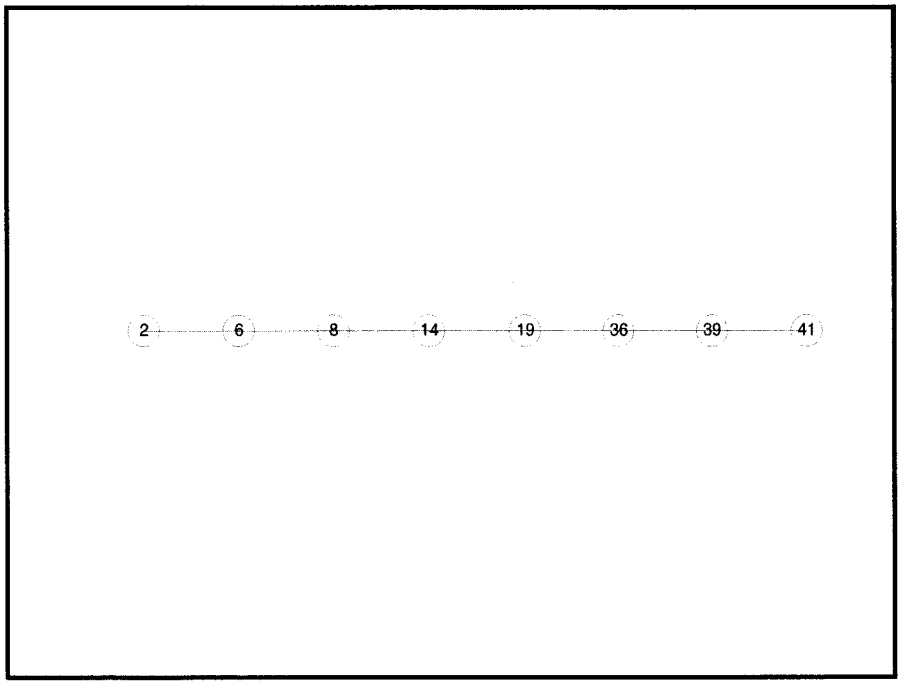
Arbre de fibres 2 (représentation par nœuds)



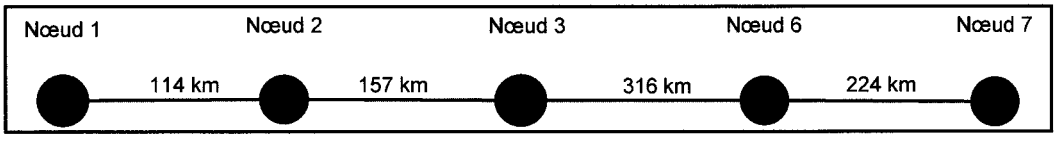
Arbre de fibres 3 (représentation par contacts)



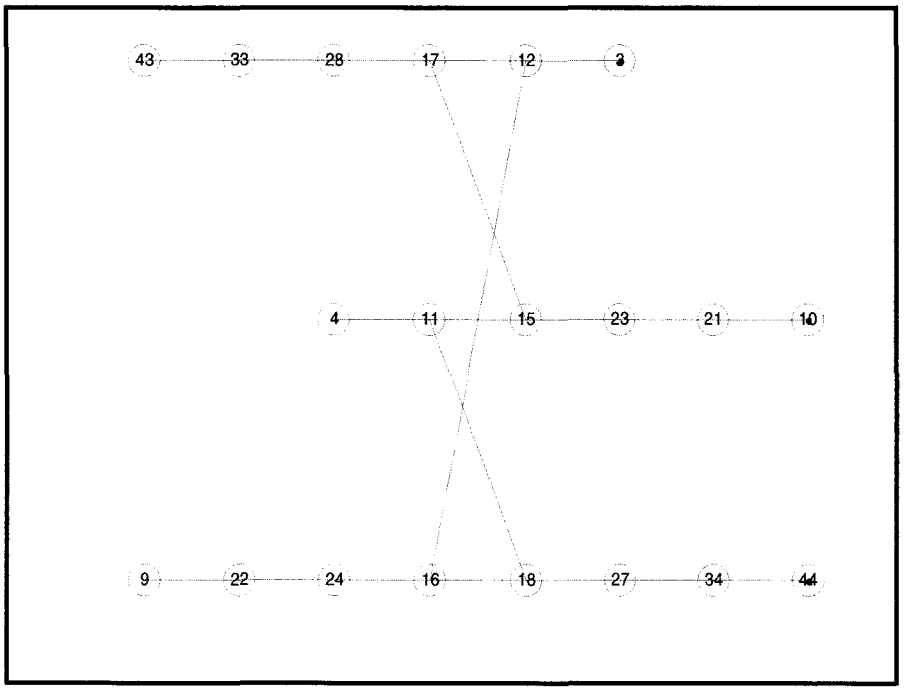
Arbre de fibres 3 (représentation par nœuds)



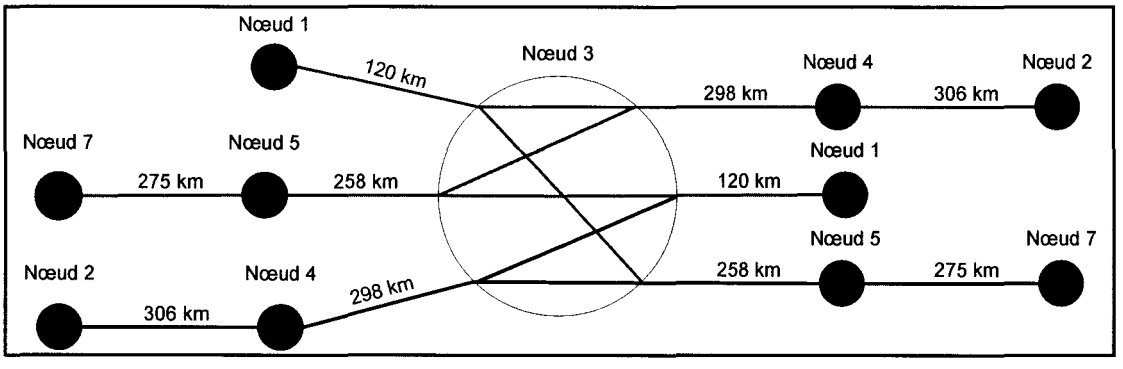
Arbre de fibres 4 (représentation par contacts)



Arbre de fibres 4 (représentation par nœuds)



Arbre de fibres 5 (représentation par contacts)



Arbre de fibres 5 (représentation par nœuds)

ANNEXE VI

CODE MATLAB DU VALIDEUR DE LA COUCHE PHYSIQUE

Filterless_Solution_BER_Calculator_v1.m

```
% Filterless_Solutions_BER_Calculator_v1.m
% ---------------------------------------------------------------------
% ---------------------------------------------------------------------
% Validateur de solution sans filtre
%
% Auteur: Jean-Philippe Savoie
% Date:   2009-08-17
% École de Technologie supérieure
% ---------------------------------------------------------------------
%
% Calcul le BER d'une solution filterless
%  - Tient compte des effets non linéaires, sous forme d'une pénalité
%    d'ouverture de l'oeil
%  - Permet d'analyser des solutions avec des noeuds combineurs et
%    diviseurs
%
% ---------------------------------------------------------------------
clear all
close all
clc


global  R        %Responsivity de la photodiode (mA/mW)
global  q        %Charge d'un électron (Coulomb)
global  h        %Coefficent de Plank
global  F        %Fréquence de référence (Hz)
global  Bo       %Bande passante optique des filtres au récepteur (Hz)
global  Be       %Bande passante électrique au récepteur (Hz)
global  NF       %Figure de mérite des amplificateurs (dB)
global  nf       %Figure de mérite des amplificateurs (linéaire)
global  nsp      %Facteur de polarisation
global  a1       %Atténuation de la fibre SMF (dB/km)
global  a2       %Atténuation de la fibre DCF (dB/km)
global  L_SMF    %Longueur de la fibre SMF pour un span (km)
global  L_DCF    %Longueur de la fibre DCF pour un span (km)
global  PIN      %Puissance d'injection par canal (dBm)
global  pin      %Puissance d'injection par canal (W)
global  A        %Facteur de pénalité d'ouverture de l'oeil
global  CA       %Pourcentage de perte par span du coefficient A
global  B        %Facteur de pénalité d'ouverture de l'oeil
global  CB       %Pourcentage de gain par span du coefficient B
global  NbCanaux %Nombre de canaux totals présents sur la branche
```

```
% Initialiser les paramètres
R   = 0.85;
q   = 1.6023E-19;
h   = 6.6256E-34;
F   = 1.93E+14;
nsp = 2;
Bo  = 12.5E9;
Be  = 6E9;
NF  = 6;
nf  = 10^(NF/10);
a1  = 0.2;
a2  = 0.6;
L_SMF  = 70;
L_DCF  = 16/90*L_SMF;
PIN = -3;
pin =10^(PIN/10)/1000;
A   = 1;
B   = 0;
CA  = 0.008;
CB  = 0.007;
NbCanaux = 80;

%-----------------------------------------------------------------------
% Validation de l'arbre de fibres 5
%-----------------------------------------------------------------------
% Construction de la MatriceBranche de la branche à l'étude
MatriceBranche = [1,604,3,0,0;
                  4,533,1,0,0];

% validation de la branche combinée
MatriceBrancheCombine = [1,120,3,0,0];
ASE_BrancheCombine = Validation_Branche(MatriceBrancheCombine)

[NbLignes, Temp]=size(MatriceBranche);

% validation de la branche à l'étude
MatriceBranche(2,4) = ASE_BrancheCombine(end);
ASE_Branche = Validation_Branche(MatriceBranche)

%-----------------------------------------------------------------------
% Calculer le facteur Q et le BER pour chaque densité spectrale de bruit
%-----------------------------------------------------------------------
[NbLignes, Temp]=size(ASE_Branche);

for i=1:+1:NbLignes
    Q(i,1) = FacteurQ(Bo,Be,R,ASE_Branche(i),pin,(A-(i*CA)),(B+(i*CB)));
    BER(i,1) = BER_calculator(Q(i,1));
    Distance(i,1) = i*L_SMF;
end
%-----------------------------------------------------------------------

%-----------------------------------------------------------------------
%Tracer le BER de la branche en fonction de la distance
%-----------------------------------------------------------------------
```

Rapport-Gratuit.com

```
semilogy(Distance,BER,Distance,1E-3,'-r');
xlabel('Distance (km)');
ylabel('BER');
%-----------------------------------------------------------------------

%affiche la dernière valeur du BER
BER(end)
```

Validation_Branche.m

```
% Validation_Branche.m
% ---------------------------------------------------------------------
% ---------------------------------------------------------------------
function ASE_Branche = Validation_Branche(MatriceBranche)
% ---------------------------------------------------------------------
% Calculateur de ASE pour une branche (ASE)
%
% Auteur: Jean-Philippe Savoie
% Date:   2009-08-20
% École de Technologie supérieure
% ---------------------------------------------------------------------
%
% Description des paramètres:
%
% G1:     Gain du premier étage de l'emplificateur (dB)
% g1:     Gain du premier étage de l'emplificateur (linéaire)
% G2:     Gain du deuxième étage de l'emplificateur (dB)
% g2:     Gain du deuxième étage de l'emplificateur (linéaire)
% NbSpan: Nombre de span
%
% ---------------------------------------------------------------------

global  R        %Responsivity de la photodiode (mA/mW)
global  q        %Charge d'un électron (Coulomb)
global  h        %Coefficent de Plank
global  F        %Fréquence de référence (Hz)
global  Bo       %Bande passante optique des filtres au récepteur (Hz)
global  Be       %Bande passante électrique au récepteur (Hz)
global  NF       %Figure de mérite des amplificateurs (dB)
global  nf       %Figure de mérite des amplificateurs (linéaire)
global  nsp      %Facteur de polarisation
global  a1       %Atténuation de la fibre SMF (dB/km)
global  a2       %Atténuation de la fibre DCF (dB/km)
global  L_SMF    %Longueur de la fibre SMF pour un span (km)
global  L_DCF    %Longueur de la fibre DCF pour un span (km)
global  PIN      %Puissance d'injection par canal (dBm)
global  pin      %Puissance d'injection par canal (W)
global  A        %Facteur de pénalité d'ouverture de l'oeil
global  CA       %Pourcentage de perte par span du coefficient A
global  B        %Facteur de pénalité d'ouverture de l'oeil
global  CB       %Pourcentage de gain par span du coefficient B
global  NbCanaux %Nombre de canaux totals présents sur la branche


% Créer la matrices des différents span selon les modes, à partir de la
% matrice de l'arbre.
MatriceSpans = MatriceSpan_calculator(MatriceBranche);

% Calcul le nombre de span au total
NbSpanTot=sum(MatriceSpans(:,1));
[NbLignes, Temp]=size(MatriceSpans);
```

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

```
% Extraire les 3 colonnes de la matrice des spans
NbSpans    = MatriceSpans(:,1);
Modes      = MatriceSpans(:,2);
ASECombine = MatriceSpans(:,3)

%-----------------------------------------------------------------------
% Le gain des amplificateurs(Tx et Rx) selon le nombre d'étage de
% coupleurs nécessaires. Le numéro de la colonne représente le
% nombre d'étage.
GBtx = [9.6,12.8,16,19.2,22.4];
GBrx = [20.27,23.47,12.8,12.8,12.8];
GArx = [0,0,13.87,17.07,20.27];

% Détermine le nombre d'étage de coupleur nécessaires selon le nombre de
% canaux.
NbEtageCoupleur = NbEtage_calculator(NbCanaux);

% Calcul la densité spectrale de ASE povenant des amplificateurs utilisés
% en transmission et en réception
ASE_Tx = ASE_calculator_v1(GBtx(1,NbEtageCoupleur));
ASE_Rx = ASE_calculator_v1(GBrx(1,NbEtageCoupleur)) +
         ASE_calculator_v1(GArx(1,NbEtageCoupleur));
%-----------------------------------------------------------------------


NoSpan=1;
for i=1:+1:NbLignes

    for j=1:+1:NbSpans(i)
    % Sélectionne les pertes associées aux différents modes
    [Loss1 Loss2]=Mode_Span_v1(Modes(i));
    LossCouplers=[Loss1 Loss2];

    % Calcul le gain nécessaire de l'amplificateur selon le mode de span
    G1  = (L_SMF*a1)+LossCouplers(1,1);
    G2  = (L_DCF*a2)+LossCouplers(1,2);

    % Calcul la densité spectrale reliée aux 2 étages d'amplificateur
    ASE1 = ASE_calculator_v1(G1);
    ASE2 = ASE_calculator_v1(G2);

        % Calcule la densité spectrale ASE pour un span standard
        if Modes(i)==1

            if NoSpan==1           %Si c'est le début de la branche
            ASE_Branche(NoSpan,1) = ASE1+ASE2;
            else
            ASE_Branche(NoSpan,1) = ASE_Branche(NoSpan-1,1)+ASE1+ASE2;
            end
            NoSpan=NoSpan+1;

        end
```

```
% Calcule la densité spectrale ASE pour un span Combine entree
if Modes(i)==2

    if NoSpan==1              %Si c'est le début de la branche
    ASE_Branche(NoSpan,1)  = 2*ASE1+ASE2;
    else
    ASE_Branche(NoSpan,1)  = ASE_Branche(NoSpan-1,1)+
                             (2*ASE1+ASE2)+ASECombine(i);
    end
    NoSpan=NoSpan+1;

end

% Calcule la densité spectrale ASE pour un span Divise entree
if Modes(i)==3

    if NoSpan==1              %Si c'est le début de la branche
    ASE_Branche(NoSpan,1)  = ASE1+ASE2;
    ASE_Divise = ASE1+ASE2;
    else
    ASE_Branche(NoSpan,1)  = ASE_Branche(NoSpan-1,1)+(ASE1+ASE2);
    ASE_Divise = ASE_Branche(NoSpan-1,1)+(ASE1+ASE2);
    end
    NoSpan=NoSpan+1;

end

% Calcule la densité spectrale ASE pour un span Combine sortie
if Modes(i)==4

    %Ce type de span ne peut débuter une branche
    ASE_Branche(NoSpan,1)  = ASE_Branche(NoSpan-1,1)+
                             (ASE1+ASE2)+ASECombine(i);
    NoSpan=NoSpan+1;

end

% Calcule la densité spectrale ASE pour un span Combine sortie
if Modes(i)==5

    if NoSpan==1              %Si c'est le début de la branche
    ASE_Branche(NoSpan,1)  = ASE1+ASE2;
    ASE_Divise = ASE1+ASE2;
    else
    ASE_Branche(NoSpan,1)  = ASE_Branche(NoSpan-1,1)+(ASE1+ASE2);
    ASE_Divise = ASE_Branche(NoSpan-1,1)+(ASE1+ASE2);
    end
    NoSpan=NoSpan+1;

end
```

```
        %-----------------------------------------------------------------
        % Ajoute la densité spectral des étages de Tx pour le 1er span
        if i==1 & j==1
            ASE_Branche(1)=ASE_Branche(1)+ASE_Tx;
        end
        %-----------------------------------------------------------------
    end

end

NoSpan=NoSpan-1;

%-----------------------------------------------------------------
% Ajoute la densité spectral des étages de Rx pour le dernier span
ASE_Branche(NoSpan)=ASE_Branche(NoSpan)+ASE_Rx;
%-----------------------------------------------------------------
```

MatriceSpan_calculator.m

```
% MatriceSpan_calculator.m
% ----------------------------------------------------------------------
% ----------------------------------------------------------------------
function MatriceSpans = MatriceSpan_calculator(MatriceArbre)
% ----------------------------------------------------------------------
% Construit la matrice des spans à évaluer
%
% Auteur: Jean-Philippe Savoie
% Date:   2009-08-19
% École de Technologie supérieure
% ----------------------------------------------------------------------
%
% Description:
%
% Cette fonction permet de transformer une MatriceArbre en MatriceSpans.
%
% ----------------------------------------------------------------------

global  L_SMF    %Longueur de la fibre SMF pour un span (km)


[NbBranche, Temp] = size(MatriceArbre);
ModeStandard = 1;
Mode_CsortieDentree =6;
ModeManuel = 7;

if NbBranche>0
    NoSpan = 1;

    for i=1:+1:NbBranche
    NbSpan = NbSpan_calculator(MatriceArbre(i,2));
    ModeDebut = MatriceArbre(i,1);
    ModeFin = MatriceArbre(i,3);
    ASE_Combine_Debut = MatriceArbre(i,4);
    ASE_Combine_Fin = MatriceArbre(i,5);

        if ModeDebut==1 & ModeFin==1
        MatriceSpans(NoSpan,1) = NbSpan;
        MatriceSpans(NoSpan,2) = ModeStandard;
        %pas de noeud combineur
        MatriceSpans(NoSpan,3) = ASE_Combine_Debut;
        NoSpan = NoSpan+1;

        else if ModeDebut~=1 & ModeFin==1

            if NbSpan == 1
                MatriceSpans(NoSpan,1) = 1;
                MatriceSpans(NoSpan,2) = ModeDebut;
                MatriceSpans(NoSpan,3) = ASE_Combine_Debut;
                NoSpan = NoSpan+1;
```

```
        else
            MatriceSpans(NoSpan,1) = 1;
            MatriceSpans(NoSpan,2) = ModeDebut;
            MatriceSpans(NoSpan,3) = ASE_Combine_Debut;
            NoSpan = NoSpan+1;
            MatriceSpans(NoSpan,1) = NbSpan-1;
            MatriceSpans(NoSpan,2) = ModeFin;
            NoSpan = NoSpan+1;
        end


    else if ModeDebut==1 & ModeFin~=1

        if NbSpan == 1
            MatriceSpans(NoSpan,1) = 1;
            MatriceSpans(NoSpan,2) = ModeFin;
            MatriceSpans(NoSpan,3) = ASE_Combine_Fin;
            NoSpan = NoSpan+1;
        else
            MatriceSpans(NoSpan,1) = NbSpan-1;
            MatriceSpans(NoSpan,2) = ModeDebut;
            NoSpan = NoSpan+1;
            MatriceSpans(NoSpan,1) = 1;
            MatriceSpans(NoSpan,2) = ModeFin;
            MatriceSpans(NoSpan,3) = ASE_Combine_Fin;
            NoSpan = NoSpan+1;
        end


    else if ModeDebut~=1 & ModeFin~=1

        if NbSpan == 1
            if ModeDebut==4 & ModeFin==3
            MatriceSpans(NoSpan,1) = 1;
            MatriceSpans(NoSpan,2) = Mode_CsortieDentree;
            MatriceSpans(NoSpan,3) = ASE_Combine_Debut;
            NoSpan = NoSpan+1;
            else
            MatriceSpans(NoSpan,1) = 1;
            MatriceSpans(NoSpan,2) = ModeManuel;
            NoSpan = NoSpan+1;
            end
        else if NbSpan == 2
            MatriceSpans(NoSpan,1) = 1;
            MatriceSpans(NoSpan,2) = ModeDebut;
            MatriceSpans(NoSpan,3) = ASE_Combine_Debut;
            NoSpan = NoSpan+1;
            MatriceSpans(NoSpan,1) = 1;
            MatriceSpans(NoSpan,2) = ModeFin;
            MatriceSpans(NoSpan,3) = ASE_Combine_Fin;
            NoSpan = NoSpan+1;
            else
            MatriceSpans(NoSpan,1) = 1;
            MatriceSpans(NoSpan,2) = ModeDebut;
```

```
                MatriceSpans(NoSpan,3) = ASE_Combine_Debut;
                NoSpan = NoSpan+1;
                MatriceSpans(NoSpan,1) = NbSpan-2;
                MatriceSpans(NoSpan,2) = ModeStandard;
                NoSpan = NoSpan+1;
                MatriceSpans(NoSpan,1) = 1;
                MatriceSpans(NoSpan,2) = ModeFin;
                MatriceSpans(NoSpan,3) = ASE_Combine_Fin;
                NoSpan = NoSpan+1;
                end

            end
            end
            end
            end
        end
    end
end
```

Mode_Span_v1.m

```
% Mode_Span_v1.m
% ---------------------------------------------------------------------
% ---------------------------------------------------------------------
function [Loss1, Loss2] = Mode_Span_v1(Mode)
% ---------------------------------------------------------------------
% Fournit les pertes associées au coupleurs du type de span à l'étude
%
% Auteur: Jean-Philippe Savoie
% Date:   2009-08-17
% École de Technologie supérieure
% ---------------------------------------------------------------------
%
% Mode: 1 = Filterless standard
%       2 = Combine entrée
%       3 = Divise entrée
%       4 = Combine sortie
%       5 = Divise sortie
%       6 = Combine sortie et Divise entrée
%       7 = Tout autre type de span (mode manuel)
%
% Inputs parameters:
%    - Mode: Le type de span
%
% Outputs parameters:
%    - [Loss1, Loss2]: Les pertes associées au premier étage de coupleur
%    ainsi qu'au deuxième
%
% ---------------------------------------------------------------------

% C'est un span Standard
if Mode == 1
  Loss1 = 3.2;
  Loss2 = 3.2;

% C'est un span Combine entrée
elseif  Mode == 2
  Loss1 = 3.2;
  Loss2 = 6.4;

% C'est un span Divise entrée
elseif  Mode == 3
  Loss1 = 3.2;
  Loss2 = 6.4;

% C'est un span Combine sortie
elseif  Mode == 4
  Loss1 = 6.4;
  Loss2 = 3.2;

% C'est un span Divise sortie
elseif  Mode == 5
```

```
  Loss1 = 6.4;
  Loss2 = 3.2;

  % C'est un span Combine sortie et Divise entrée
elseif  Mode == 6
  Loss1 = 6.4;
  Loss2 = 6.4;

   % Si c'est un autre type de span
elseif  Mode == 7
  Loss1 = 6.4;
  Loss2 = 6.4;

end
```

Rapport-Gratuit.com

NbSpan_calculator.m

```
% NbSpan_calculator.m
% ---------------------------------------------------------------------
% ---------------------------------------------------------------------
function NbSpan = NbSpan_calculator(LongBranche)
% ---------------------------------------------------------------------
% Calcul le nombre de span
%
% Auteur: Jean-Philippe Savoie
% Date:   2009-08-19
% École de Technologie supérieure
% ---------------------------------------------------------------------
%
% Description:
%
% Permet de calculer le nombre de span (sections) nécessaire pour
% couvrir la branche à l'étude.
%
% ---------------------------------------------------------------------

global  L_SMF    %Longueur de la fibre SMF pour un span (km)

% Calcul le nombre de span nécessaires
diff = mod(LongBranche,L_SMF);
if diff == 0
    NbSpan = LongBranche / L_SMF;
else
    NbSpan = ((LongBranche-diff)/ L_SMF) +1;
end
```

NbEtage_calculator.m

```
% NbEtage_calculator.m
% ---------------------------------------------------------------------
% ---------------------------------------------------------------------
function NbEtageCoupleur = NbEtage_calculator(NbCanaux)
% ---------------------------------------------------------------------
% Permet de calculer le nombre d'étage de coupleurs nécessaires selon le
% nombre de canux.
%
% Auteur: Jean-Philippe Savoie
% Date:   2009-08-21
% École de Technologie supérieure
% ---------------------------------------------------------------------

if NbCanaux < 5
    NbEtageCoupleur = 1;
else if NbCanaux >4 & NbCanaux < 13
    NbEtageCoupleur = 2;
else if NbCanaux >12 & NbCanaux < 29
    NbEtageCoupleur = 3;
else if NbCanaux >28 & NbCanaux < 61
    NbEtageCoupleur = 4;
else if NbCanaux >60
    NbEtageCoupleur = 5;
    end
    end
    end
    end
end
```

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

ASE_calculator_v1.m

```
% ASE_calculator_v1.m
% ---------------------------------------------------------------------
% ---------------------------------------------------------------------
function ASE = ASE_calculator_v1(Gain)
% ---------------------------------------------------------------------
% Calculateur de la Densité spectrale de bruit (ASE)
%
% Auteur: Jean-Philippe Savoie
% Date:   2009-08-17
% École de Technologie supérieure
% ---------------------------------------------------------------------
%
% Description des paramètres:
%
%  h:   Coefficent de Plank
%  F:   Fréquence de référence (Hz)
%  nsp: Facteur d'inversion de population
%
% Inputs parameters:
%    - Gain: Le gain de l'amplificateur à utiliser.
%
% Outputs parameters:
%    - ASE: La densité spectrale de bruit générée par
%    l'amplificateur.
%
% ---------------------------------------------------------------------

global  h        %Coefficent de Plank
global  F        %Fréquence de référence (Hz)
global  nsp      %Facteur d'inversion de population

%Transformer le Gain en linéaire
GainLin = 10^(Gain/10);

%Calculer la densité spectrale de bruit ASE
ASE = 2*nsp*h*F*(GainLin-1);
```

FacteurQ.m

```
% FacteurQ.m
% ---------------------------------------------------------------------
% ---------------------------------------------------------------------
function Q = FacteurQ(Bo,Be,R,ASE,pin,A,B)
% ---------------------------------------------------------------------
% Calculateur du Facteur Q
%
% Auteur: Jean-Philippe Savoie
% Date:   2009-08-18
% École de Technologie supérieure
% ---------------------------------------------------------------------
%
% Permet de calculer le Facteur Q en tenant compte da battement ASE-ASE,
% du battement Signal-ASE et du Shot Noise au récepteur. De plus, la
% formule incorpore les distorsions que peut provoquer certains effets
% (Non linéaires, dispersion, polarisation...) sous forme de pénalités
% d'ouverture de l'oeil.
%
% Inputs parameters:
%    - Bo  : Bande passante optique (Hz)
%    - Be  : Bande passante électrique (Hz)
%    - R   : Responsivity de la photodiode (mA/mW)
%    - ASE : Densité spectrale du bruit ASE (W/Hz)
%    - pin : Puissance moyenne du canal (W)
%    - A   : Facteur de pénalité d'ouverture de l'oeil
%    - B   : Facteur de pénalité d'ouverture de l'oeil
%
% Outputs parameters:
%    - Q   : Le facteur calculer selon la formule de Hui(p.514)
%
% ---------------------------------------------------------------------

% Charge d'un électron
q   = 1.6023E-19;

% Équation du facteur Q
Q = (2*R*(A-B)*pin)/(sqrt((4*R*(q+ASE*R)*A*pin + ASE^2*R^2*(2*Bo-Be))*Be)
    + sqrt((4*R*(q+ASE*R)*B*pin + ASE^2*R^2*(2*Bo-Be))*Be));
```

BER_calculator.m

```
% BER_calculator.m
% ---------------------------------------------------------------------
% ---------------------------------------------------------------------
function BER = BER_calculator(Q)
% ---------------------------------------------------------------------
% Calculateur de BER
%
% Auteur: Jean-Philippe Savoie
% Date:   2009-08-18
% École de Technologie supérieure
% ---------------------------------------------------------------------
%
% Permet de calculer le BER
%
% Inputs parameters:
%    - Q   : Facteur Q
%
% Outputs parameters:
%    - BER  : Le BER associé au facteur Q transmis
%
% ---------------------------------------------------------------------

BER = 1/sqrt(2*pi)*exp(-(Q^2/2))/Q;
```

LISTE DE RÉFÉRENCES

Agrawal, Grovind P. 2005. *Lightwave Technology: telecommunication systems*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc, 461 p.

Aramideh, Saeid. 2003. « Widely tunable lasers: Unleashing the power of intelligent optical networks ». Lightwave.

Archambault, Émile. 2008. « Plateforme de conception et de simulation des réseaux optiques sans filtre ». Mémoire, Montréal, École de technologie supérieure, 96 p.

Belanger, M. P., et M. Cavallari. 2006. « Network cost impact of solutions for mitigating optical impairments: comparison of methods, techniques, and practical deployments constraints ». Lightwave Technology, Journal of, vol. 24, n° 1, p. 150.

Benyuan, Zhu, S. N. Knudsen, L. E. Nelson, D. W. Peckham, M. O. Pedersen et S. Stulz. 2001. « 800 Gbits/s (80 x 10.664 Gbit/s) WDM transmission over 5200 km of fibre employing 100 km dispersion-managed spans ». Electronics Letters, vol. 37, n° 24, p. 1467.

Downie, J. D., et A. B. Ruffin. 2003. « Analysis of signal distortion and crosstalk penalties induced by optical filters in optical networks ». Lightwave Technology, Journal of, vol. 21, n° 9, p. 1876.

Faure, Jean-Paul. 2008. « From ROADM technologyto TOADM: on the paths towards optical restoration and fully flexible networks ». In., p. 5. Alcatel-Lucent.

Gordon, J. P., et L. F. Mollenauer. 1991. « Effects of fiber nonlinearities and amplifier spacing on ultra-long distance transmission ». Lightwave Technology, Journal of, vol. 9, n° 2, p. 170.

Gumaste, Ashwin, et Tony Antony. 2003. *DWDM Network Designs and Engineering Solutions*. Indianapolis: Cisco Press, 346 p.

Hui, Rongqing, et Maurice O'Sullivan. 2009. *Fiber Optic Measurement Techniques*. Elsevier Academic Press, 652 p.

Hwa-Chun, Lin, et Wang Sheng-Wei. 2005. « Splitter placement in all-optical WDM networks ». In *Global Telecommunications Conference, 2005. GLOBECOM '05. IEEE.* Vol. 1, p. 5 pp.

Jing, Fang, He Wensheng et A. K. Somani. 2004. « Optimal light trail design in WDM optical networks ». In *Communications, 2004 IEEE International Conference on.* Vol. 3, p. 1699.

Kartalopoulos, Stamatios V. 2003. *DWDM: Networks, Devices, and Technology.* New Jersey: John Wiley and sons, 487 p.

Keiser, Gerd. 2000. *Optical Fiber Communication*, 3e. McGraw-Hill Higher Education, 602 p.

Kheradpir, S., W. Stinson, J. Vucetic et A. Gersht. 1993. « Real-time management of telephone operating company networks: issues and approaches ». Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, vol. 11, n° 9, p. 1385.

Kwangil, Lee, et M. A. Shayman. 2004. « Optical network design with optical constraints in multi-hop WDM mesh networks ». In *Computer Communications and Networks, 2004. ICCCN 2004. Proceedings. 13th International Conference on.* p. 431.

Morea, A., N. Brogard, F. Leplingard, J.C. Antona, T. Zami, B. Lavigne et D. Bayart. 2008. « QoT function and A* routing: an optimized combination for connection search in translucent networks ». Lightwave Technology, Journal of, vol. 7, n° 1, p. 42.

Mukherjee, Biswanath. 2006. *Optical WDM Networks.* Springer Science+Business Media, 953 p.

Pachnicke, S., T. Gravemann, M. Windmann et E. Voges. 2006a. « Physically constrained routing in 10-gb/s DWDM networks including fiber nonlinearities and polarization effects ». Lightwave Technology, Journal of, vol. 24, n° 9, p. 3418.

Pachnicke, S., J. Reichert, S. Spalter et E. Voges. 2006b. « Fast analytical assessment of the signal quality in transparent optical networks ». Lightwave Technology, Journal of, vol. 24, n° 2, p. 815.

Ricardo, Martinez, Pinart Carolina, Comellas Jaume et Junyent Gabriel. 2006. « Routing Issues in Transparent Optical Networks ». In *Transparent Optical Networks, 2006 International Conference on.* Vol. 3, p. 189.

Skoog, R. A., T. C. Banwell, J. W. Gannett, S. F. Habiby, M. Pang, M. E. Rauch et P. Toliver. 2006. « Automatic Identification of Impairments Using Support Vector Machine Pattern Classification on Eye Diagrams ». Photonics Technology Letters, IEEE, vol. 18, n° 22, p. 2398.

Sygletos, S., I. Tomkos et J. Leuthold. 2008. « Technological chalenges on the road toward transparent networking ». Optical Networking, Journal of, vol. 7, n° 4, p. 321.

Tremblay, Christine, François Gagnon et Benoît Châtelain. 2006. *Filterless Optical Networks.* Research Contract. Ref. Agreement SER05-169. Montréal: École de Technologie Supérieure, Nortel.

Tremblay, Christine, François Gagnon, Benoît Châtelain, Éric Bernier et Michel Bélanger. 2007. « Filterless Optical Networks: A unique and Novel Passive WAN Network Solution ». In *OECC/IOCC Conference.*

Van Parys, W., P. Arijs, O. Antonis et P. Demeester. 2001. « Quantifying the benefits of selective wavelength regeneration in ultra long-haul WDM networks ». In *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit, 2001. OFC 2001.* Vol. 2, p. TuT4-1.

VPIsystems. 2005. *VPItransmissionMaker WDM: User's Manual.* 370 p.

Yun Hee, Cho, et Kim Kwangjoon. 2005. « Impact of 3R wavelength converters on the blocking probability of WDM networks with finite signal impairment threshold ». Communications Letters, IEEE, vol. 9, n° 11, p. 1009.

Yurong, Huang, J. P. Heritage et B. Mukherjee. 2005. « Connection provisioning with transmission impairment consideration in optical WDM networks with high-speed channels ». Lightwave Technology, Journal of, vol. 23, n° 3, p. 982.