



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE ABOUBEKR BELKAID TLEMEN  
FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE ET D'ELECTRONIQUE  
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS



*Thèse pour l'obtention du diplôme de doctorat  
en Télécommunications*

## Thème

*Etude des Filtres Optiques Appliqués dans les  
Systèmes WDM : Synthèse et Optimisation des  
Réseaux de Bragg par la Recherche Tabou Dirigée*

Présentée par :

Mr KARIM Fethallah

*Soutenu le 06/12/2011 devant le jury :*

<b>Président :</b>	Mr BENDIMERAD F. T.	Pr. Université de Tlemcen
<b>Examineurs :</b>	Mr BASSOU. G.	Pr. Université de Bel Abbes
	Mr BOUKLI HACENE. N.	M.C Université de Tlemcen
	Mr CHIKH BLED. M.	Pr. Université de Tlemcen
	Melle KANDOUCI. M.	Pr. Université de Bel Abbes
<b>Directeur de thèse :</b>	Mr SEDDIKI. O.	Pr. Université de Tlemcen

Année Universitaire 2011-2012

*À mes parents et ma famille*

*À ma chère Meriem*

*À ma chère nièce Sabaâ*

*À tous mes amis*

## *Remerciements*

Ce travail a été effectué au Laboratoire de Télécommunications de la Faculté de Technologie de l'Université Aboubekr Belkaid Tlemcen.

Je remercie ALLAH le tout puissant de m'avoir donné le courage et la volonté de mener à ce terme ce présent travail.

Mes premières pensées vont tout particulièrement à mes parents à qui je dois ce succès et pour qui le sens du sacrifice au cours de ces longues années d'étude ne s'est jamais tari et a été le plus précieux de leurs cadeaux. Grâce à leur soutien et à leurs encouragements sublimement dosés, ils m'ont permis de vivre mes années d'études avec sérénité et efficacité. Grand merci.

J'exprime ensuite une profonde gratitude, et ces mots sont pesés, à mon directeur de thèse monsieur Omar SEDDIKI, Professeur à l'université de Tlemcen. Sa grande expérience, sa disponibilité, ses précieux conseils, d'une grande simplicité. Je le remercie infiniment.

J'exprime ma profonde reconnaissance à monsieur F. T. BENDIMERAD, Professeur à l'université de Tlemcen, d'avoir eu l'amabilité de présider ce jury.

Tous mes remerciements vont à monsieur M. CHIKH BLED, Professeur à l'université de Tlemcen, monsieur N. BOUKLI HACENE, Maître de conférences à l'université de Tlemcen, monsieur G. BASSOU, Professeur à l'université de Bel Abbès et mademoiselle M. KANDOUCI, Professeur à l'université de Bel Abbès, membres de mon jury pour m'avoir fait l'honneur d'examiner ce travail.

Je tiens à remercier sincèrement tous les membres du Laboratoire de Télécommunications, ainsi que tous mes amis pour leurs encouragements qui m'ont permis d'accomplir cette thèse.

## *Résumé*

Les réseaux de Bragg ont connu un développement important durant ces dernières décennies dans le secteur des télécommunications optiques, ils représentent une alternative attirante et moins coûteuse grâce à leur simple structure. Nous retrouvons ces composants dans plusieurs applications comme le filtrage multi canal adaptatif, les multiplexeurs à insertion/extraction reconfigurables, les compensateurs accordables de la dispersion chromatique, etc.

L'objectif de notre travail est d'analyser, de synthétiser et d'optimiser différents types de réseaux de Bragg par des métaheuristiques hybrides. Une comparaison entre les performances de la recherche tabou dirigée (RTD), l'algorithme génétique avec codage de simplexe (AGCS) et le recuit simulé avec recherche heuristique de motif (RSRHM) a été faite. La RTD a été choisie pour reconstruire les paramètres physiques d'un réseau mono canal et un réseau multi canal. Nous avons appliqué cet algorithme hybride pour estimer les coefficients thermo-optique et expansion thermique d'un réseau mono canal soumis à des gradients de température. La RTD a été aussi utilisée pour reconstruire des profils de tractions d'un réseau mono canal et un réseau échantillonné soumis à des compressions et des étirements.

***Mots clés*** : Réseaux de Bragg, filtrage optique, multiplexeur optique, métaheuristique hybride, recherche tabou dirigée, synthèse.

## *Abstract*

Bragg gratings have known an important development these last years on optical communications area, they represent an attractive and less expensive alternative thanks to their simple structure. We find these components in several applications like adaptive multi-channel filtering, reconfigurable add/drop multiplexers, tunable chromatic dispersion compensation, etc.

In this work, we focus on the analysis, synthesis and optimization by hybrid metaheuristics, of several kinds of Bragg gratings. A comparison between Directed Tabu Search (DTS), Simulated Annealing Heuristic Pattern Search (SAHPS) and Simplex Coding Genetic Algorithm (SCGA) performances has been made. We have chosen DTS method for reconstruction of a single channel grating and a multi-channel grating physical parameters. We have applied this hybrid method for estimation of thermal-expansion and thermo-optic coefficients of a single channel Bragg grating submitted to different temperature gradients. DTS is also used for reconstruction of a single channel grating and a sampled grating strain profiles, whiles these gratings are subjected to positive and negative strains.

***Keywords***: Bragg gratings, optical filtering, optical multiplexer, hybrid metaheuristic, directed tabu search, synthesis.

# Sommaire

Introduction générale .....	1
 <i>Chapitre I Présentation des différents filtres optiques appliqués dans les systèmes de transmission multiplexés en longueurs d'onde</i>	
I Introduction .....	5
II Principe de base du MDL.....	5
III Présentation des différentes technologies des multiplexeurs optiques .....	9
III.1 Introduction .....	9
III.2 Caractéristiques des composants optiques .....	10
III.2.1 Pertes d'insertion.....	10
III.2.2 Dépendance de la polarisation .....	10
III.2.3 Diaphonie et isolation .....	10
III.2.4 Dispersion .....	11
IV Présentation des différents types de dé/multiplexeurs appliqués dans un système de transmission MDL .....	12
IV.1 Composants MDL passifs de base .....	13
IV.2 Filtres diélectriques .....	14
IV.2.1 Introduction.....	14
IV.2.2 Théorie des filtres interférentiels .....	14
IV.2.2.1 Introduction.....	14
IV.2.2.2 Filtres multi couches anti réflexion (AR) .....	14
IV.2.2.3 Filtres multi couches avec haute réflexion (HR) .....	15
IV.2.2.4 Filtre passe bande.....	16
IV.2.3 Coupleurs à trois ports basés sur des lentilles.....	17
IV.2.4 Composants en zigzag.....	18
IV.2.5 Caractéristiques de quelques dé/multiplexeurs à base de filtres à couches minces.....	19
IV.2.5.1 Coupleurs mono canal utilisés dans le MDL .....	19
IV.2.5.2 Coupleurs à division de bande .....	19
IV.3 Composants MDL basés sur des réseaux de diffraction .....	22
IV.3.1 Introduction.....	22
IV.3.2 Principe de fonctionnement des réseaux basés sur la diffraction .....	23
IV.3.2.1 Ordres de diffraction .....	23

IV.3.2.2 Intervalle spectral libre .....	23
IV.3.3 Exemple d'un démultiplexeur basé sur un réseau de diffraction .....	24
IV.4 Composants MDL basés sur des réseaux de guides d'onde assemblés .....	24
IV.5 Composants basés sur des interféromètres de Mach-Zehnder .....	26
IV.6 Filtres optiques accordables .....	27
IV.6.1 Introduction .....	27
IV.6.2 Coupleurs directionnels 2×2 accordables .....	28
IV.6.3 Filtres multi réseaux accordables .....	29
V Conclusion .....	30

**Chapitre II** *Analyse des réseaux de Bragg utilisés dans les systèmes de transmission à multiplexage de division en longueurs d'onde*

I Introduction .....	33
II Principes fondamentaux des réseaux de Bragg .....	33
II.1 Introduction .....	33
II.2 Théorie des modes couplés .....	36
II.3 Applications des réseaux de Bragg .....	38
II.4 Modélisation des réseaux de Bragg .....	38
II.5 Réseau de Bragg uniforme .....	40
II.6 Méthode des matrices de transfert .....	41
II.7 Réseaux de Bragg à pas variable .....	42
II.7.1 Principe de base d'un réseau à pas variable .....	42
II.7.2 Résultats de simulation de la réponse spectrale des réseaux de Bragg à pas variable linéaires .....	45
II.7.2.1 Réseaux chirpés linéaires avec différentes variables chirp .....	45
II.7.2.2 Réseaux chirpés linéaires avec différentes longueurs .....	46
II.7.2.3 Réseaux chirpés linéaires avec différents changements d'indice de réfraction .....	46
II.7.2.4 Relation entre la variable chirp, le paramètre chirp et la longueur d'onde centrale .....	48
II.8 Réseaux de Bragg apodisés .....	48
II.8.1 Principe de base des réseaux apodisés .....	48
II.8.2 Fonctions d'apodisation .....	50
II.9 Réseaux de Bragg échantillonnés .....	53
II.9.1 Principe de base .....	53
II.9.2 Techniques de densification des canaux .....	55
II.9.2.1 Changement de la période d'échantillonnage .....	55

II.9.2.2	Technique de décalage périodique de phase.....	59
II.9.2.3	Technique du changement linéaire de phase .....	62
II.10	Techniques de décalage des canaux .....	63
II.10.1	Ajout d'une extra phase.....	63
II.10.2	Déplacement des canaux par application de gradients de température et des tractions mécaniques sur un réseau de Bragg.....	65
II.10.2.1	Application du gradient de température .....	65
II.10.2.2	Application d'une traction mécanique.....	69
II.11	Multiplexeurs et démultiplexeurs à base de réseaux de Bragg.....	74
II.11.1	Introduction .....	74
II.11.2	Configuration d'un démultiplexeur optique .....	75
II.11.3	Configuration d'un multiplexeur à insertion/extraction en longueurs d'onde.....	78
III	Conclusion .....	81

### ***Chapitre III Synthèse et optimisation des réseaux de Bragg par la méthode de la recherche tabou dirigée***

I	Introduction .....	84
II	Algorithmes métaheuristiques.....	85
II.1	Algorithme génétique .....	86
II.1.1	Introduction .....	86
II.1.2	Codage des individus d'une population .....	87
II.1.2.1	Codage binaire.....	87
II.1.2.2	Codage à caractères multiples .....	87
II.1.3	Evaluation et sélection.....	87
II.1.3.1	Sélection par roulette.....	88
II.1.3.2	Sélection par rang .....	89
II.1.3.3	Sélection par tournoi.....	90
II.1.3.4	Elitisme.....	90
II.1.4	Croisement.....	90
II.1.4.1	Croisement en un point.....	90
II.1.4.2	Croisement en deux points .....	91
II.1.5	Mutation .....	91
II.2	Recuit simulé .....	92
II.2.1	Introduction .....	92
II.2.2	Notions .....	93
II.2.2.1	Probabilité de Boltzmann .....	93
II.2.2.2	Critère de Metropolis.....	93



II.2.2.3	Chaine de Markov et équilibre thermique .....	94
II.2.2.4	Algorithme .....	94
II.2.3	Paramètres .....	95
II.2.3.1	Température initiale .....	95
II.2.3.2	Décroissement de température .....	95
II.2.3.3	Nombre d'itérations à température constante .....	95
II.2.3.4	Critères d'arrêt .....	95
II.2.4	Recuit simulé à pas tabulé .....	96
II.2.4.1	Prédétermination du vecteur pas .....	96
II.2.4.2	Etapes de l'algorithme RSPT .....	96
II.3	Recherche tabou .....	97
II.3.1	Introduction .....	97
II.3.2	Principe de l'algorithme .....	97
II.3.3	La recherche tabou de Hu .....	98
III	Métaheuristiques hybrides .....	99
III.1	Introduction .....	99
III.2	Classification hiérarchique .....	99
III.3	Classification générale .....	100
III.4	Algorithme génétique avec codage de simplexe (AGCS) .....	101
III.4.1	Introduction .....	101
III.4.2	Méthode de Nelder-Mead .....	101
III.4.3	Description générale des étapes de l'AGCS .....	103
III.4.3.1	Initialisation .....	103
III.4.3.2	Boucle de l'algorithme génétique .....	103
III.4.3.2.1	Sélection .....	103
III.4.3.2.2	Croisement et mutation .....	104
III.4.3.2.3	Réduction de la population .....	105
III.4.3.2.4	Intensification des membres par l'algorithme de Nelder-Mead .....	105
III.5	Recuit simulé avec recherche heuristique de motif (RSRHM) .....	105
III.5.1	Introduction .....	105
III.5.2	Direction de descente approximative (DDA) .....	105
III.5.3	Recherche heuristique de motif (RHM) .....	107
III.5.4	Description générale des étapes du RSRHM .....	108
III.6	Recherche tabou dirigée (RTD) .....	109
III.6.1	Les éléments mémoire de la recherche tabou (RTa) .....	110
III.6.1.1	introduction .....	110

III.6.1.2 Liste tabou multi-classée (LT) .....	110
III.6.1.3 Liste des régions visitées (LRV) .....	112
III.6.2 Stratégies de recherche locale et de voisinage .....	113
III.6.3 Description générale des étapes de la RTD.....	113
III.6.3.1 Introduction .....	113
III.6.3.2 La boucle exploration-diversification .....	114
III.6.3.3 Recherche d'intensification.....	115
IV Synthèse et optimisation des réseaux de Bragg par la RTD.....	116
IV.1 Introduction .....	116
IV.2 Comparaison entre les performances des algorithmes RTD, RSRHM et AGCS ...	117
IV.3 Synthèse des paramètres physiques d'un réseau de Bragg mono canal par la RTD	118
IV.4 Synthèse des paramètres physiques d'un réseau de Bragg multi canal par la RTD	121
IV.5 Estimation des coefficients thermo-optique et expansion thermique d'un réseau de Bragg par la RTD.....	124
IV.6 Optimisation des différents profils des contraintes mécaniques appliquées sur un réseau de Bragg par la RTD.....	129
IV.6.1 Introduction.....	129
IV.6.2 Reconstruction d'un profil d'une traction appliquée sur un réseau de Bragg à partir d'un spectre original déformé.....	132
V Conclusion .....	134
Conclusion générale.....	137
Annexe 1 .....	140
Liste des figures et tableaux .....	145
Liste des symboles.....	150
Bibliographie .....	155

# **INTRODUCTION GENERALE**

## Introduction générale

Le monde des télécommunications a connu d'importantes évolutions depuis la mise au point du télégraphe (sur câble électrique) en 1837 par Samuel Morse et l'invention du téléphone en 1875 par Alexander Graham Bell. En effet, grâce à la théorie électromagnétique de James Clerk Maxwell qui prédit l'existence des ondes radio en 1864, Heinrich Hertz a prouvé expérimentalement l'existence de ces ondes en 1887. Par la suite Olivier James a établi une communication sans fil sur une distance de 140 mètres en 1894 et Guglielmo Marconi a effectué la première transmission transatlantique en 1901. Un grand pas a été effectué durant les deux derniers siècles avec le développement des systèmes de transmission sur câbles et sur ondes hertziennes mais la qualité et le débit d'une transmission est resté toujours d'une grande importance. L'idée de servir de la lumière dans les communications remonte aux feux de bois utilisés par les Grecs et les Perses ainsi qu'aux torches enflammées utilisées par les Romains.

En 1958 et avec l'invention du laser, l'idée d'utiliser l'optique surgit de nouveau. Le laser est un générateur de lumière cohérente, stable, et monochromatique, pouvait remplir dans le domaine lumineux le même rôle que l'oscillateur radioélectrique dans le cas des ondes hertziennes. Les premières expériences de transmission étaient dans l'atmosphère qui s'est révélé un milieu de transmission dispersif et absorbant. L'idée de guider la lumière sans l'affaiblir a abouti aux fibres optiques. Au début, la recherche s'est concentrée sur le perfectionnement des fibres optiques dont l'atténuation est passée de 1000 dB/km en 1966 à 0.2 dB/km en 1979.

Le signal optique subit dans la fibre des altérations tant au niveau de sa composition que de sa structure et de sa puissance. Parmi les défauts de transmission, on trouve le phénomène d'atténuation optique, le problème de dispersion, les effets non linéaires (effet Raman et Kerr) et les pertes de connexion entre fibres optiques (désalignement axial et angulaire, rayons de courbure, connecteurs optiques, etc.).

Dans les années précédentes, les communications par fibres optiques ont connu un développement intéressant, grâce aux nombreux projets élaborés sur les réseaux de Bragg, soit expérimentalement, soit par des simulations numériques. Ce type de réseau trouve actuellement beaucoup d'applications, et il est en voie de développement.

Parmi les techniques utilisées pour augmenter le débit de transmission de données dans une liaison de communication optique est d'envoyer simultanément plusieurs canaux optiques, centrés sur des longueurs d'onde différentes, sur une seule fibre mono mode de transmission. Cette technologie de combinaison de plusieurs longueurs d'onde est appelée Multiplexage de Division en Longueurs d'onde (MDL ou WDM en anglais). Plusieurs types de multiplexeurs et de démultiplexeurs basés sur différentes technologies (filtres à couches minces interférentiels, réseaux de Bragg, filtres diffractifs, filtres de guides d'onde assemblés, entrelaceurs, interféromètres de Mach-Zehnder, filtres accordables) ont été présentés avec leurs caractéristiques correspondantes.

Notre travail est focalisé sur les réseaux de Bragg car ils présentent beaucoup d'avantages, parmi lesquels nous citons : leur structure est simple, leurs pertes d'insertion sont faibles, leur gamme de sélectivité en longueurs d'onde est large, ils sont moins sensibles à la

polarisation et leur compatibilité est parfaite avec les différentes fibres mono mode de transmission. Ces réseaux sont utilisés dans plusieurs applications comme le filtrage mono canal et multi canal, ce sont des composants fondamentaux de quelques types de multiplexeurs à insertion/extraction en longueur d'onde, ils sont utilisés comme des compensateurs accordables de la dispersion chromatique dans un système MDL, ces dispositifs sont appliqués aussi dans le routage optique.

Le réseau de Bragg est une variation périodique de son indice de réfraction à travers une direction de propagation dans le cœur de la fibre. Pour la caractérisation de ce réseau, la théorie des modes couplés est utilisée pour analyser la nature de propagation de la lumière dans la fibre perturbée (modes en co propagation et modes en contre propagation). La méthode des matrices de transfert est appliquée pour résoudre les équations des modes couplés. Nous avons conçu alors un programme sous l'environnement MATLAB basé sur cette méthode pour représenter les caractéristiques spectrales d'un réseau de Bragg uniforme, à pas variable, apodisé et échantillonné.

Le but de notre travail est de reconstruire les paramètres physiques d'un réseau de Bragg mono canal et multi canal en utilisant des algorithmes hybrides métaheuristiques, et de comparer entre les performances de ces algorithmes en termes de fonction objectif, nombre d'évaluations de cette fonction et le temps de calcul. La Recherche Tabou Dirigée (RTD), l'Algorithme Génétique avec Codage de Simplexe (AGCS) et le Recuit Simulé avec Recherche Heuristique de Motif (RSRHM) seront utilisés dans cette thèse pour synthétiser un réseau de Bragg.

Notre thèse englobe trois grandes parties. Dans le chapitre I nous évoquerons les différents filtres optiques largement utilisés pour concevoir les multiplexeurs et les démultiplexeurs optiques. Dans le chapitre II, une analyse des différents types de réseaux de Bragg sera faite en représentant les caractéristiques spectrales de ce réseau en utilisant la méthode des matrices de transfert. Quelques techniques de densification des canaux dans un réseau de Bragg échantillonné seront présentées. Ces canaux peuvent être déplacés vers d'autres longueurs d'onde choisies en appliquant des gradients de température ou des tractions mécaniques sur la fibre de Bragg. Enfin, le chapitre III sera consacré à la synthèse d'un réseau de Bragg mono canal et échantillonné. La Recherche Tabou Dirigée sera utilisée pour reconstruire les paramètres physiques de ces réseaux, cette méthode sera appliquée pour estimer le coefficient thermo-optique et le coefficient d'expansion thermique d'un réseau de Bragg mono canal dans le cas où nous choisissons de régler ce réseau sur une certaine longueur d'onde en lui appliquant un changement de température. La même métaheuristique hybride sera appliquée pour reconstruire des profils de tractions positives et négatives d'un réseau mono canal et échantillonné à partir de spectres déformés originaux, dans le but de déplacer les spectres réfléchis vers d'autres longueurs d'onde prédéfinies.

## *Chapitre I*

# **PRÉSENTATION DES DIFFÉRENTS FILTRES OPTIQUES APPLIQUÉS DANS LES SYSTÈMES DE TRANSMISSION MULTIPLEXÉS EN LONGUEURS D'ONDE**

## I. Introduction

Un lien de transmission optique est caractérisé par un aspect très important ; plusieurs longueurs d'ondes qui portent des canaux optiques indépendants peuvent être émises sur une fibre monomode de transmission simultanément. En particulier, les fournisseurs des services de télécommunications utilisent cette caractéristique dans la région spectrale à faible pertes à l'exception du pic OH (1300 à 1600 nm). Cette technologie de combinaison de plusieurs longueurs d'onde en une seule fibre est appelée : Multiplexage de Division en Longueurs d'onde (MDL ou WDM en anglais) [I.1-I.4]. Le concept d'un schéma MDL est le même que celui d'un Multiplexage de Division en Fréquences (MDF) utilisé dans les micro-ondes et les systèmes de transmission par satellite. Les différentes fréquences optiques dans un MDL doivent être proprement espacées pour éviter les interférences inter-canal.

L'objet de ce chapitre est de donner un aperçu sur la technologie MDL et ses applications. En un premier temps, nous décrivons dans la section II les concepts de base du MDL, avec les différents standards qui ont été développés pour son implémentation. Dans la section III, nous présenterons les caractéristiques clé du MDL et la raison pour laquelle les fournisseurs des systèmes de télécommunications les utilisent. Pour comprendre la manière de déploiement de ces systèmes, dans la section IV nous verrons les différentes technologies des multiplexeurs et des démultiplexeurs optiques qui permettent de rendre le MDL réalisable.

## II. Principe de base du MDL

Avant de donner les bénéfices du MDL, nous allons en un premier temps présenter quelques terminologies pour les débits de transmission. Avec l'apparition des lignes de transmission à fibre optique, les fournisseurs de services ont établi un format de signal standard appelé Réseau Optique Synchrone (ROS ou Synchronous Optical Network (SONET), en anglais) en Amérique du nord et la Hiérarchie Digitale Synchrone (HDS ou Synchronous Digital Hierarchy (SDH), en anglais) en Europe et le reste du monde [I.5-I.6]. Le débit de transmission d'un signal SONET de base est 51.84 Mbit/s. Ceci est appelé un signal STS-1, où cette abréviation veut dire Synchronous Transport Signal. Tous les autres signaux SONET sont des multiples entiers d'un signal STS-1, alors un signal STS-N possède un débit égal à N fois 51.84 Mbit/s. Après une conversion électro-optique, le signal optique résultant de la couche physique est appelé OC-N (Optical Carrier) [I.7]. En pratique, il est devenu plus courant de se référer à des liens SONET comme des liens OC-N.

Dans la SDH, le débit de base est équivalent à STS-3 ou 155.52 Mbit/s. Ceci est appelé le Module de Transport Synchrone-niveau 1 (MTS-1) (ou Synchronous Transport Module-level 1 (STM-1), en anglais). De très hauts débits sont désignés par STM-M, les valeurs de M supportées par les recommandations de l'Union Internationale des Télécommunications (ITU-T) sont M=1,4,16 et 64. Les signaux STM-M sont équivalents aux signaux OC-N du SONET où  $N=3M$  (N=3, 12, 48 et 192) [I.7].

Tableau I.1 Valeurs couramment utilisées pour OC-N et STM-M [I.7]

Niveau SONET	Niveau électrique	Débit (Mb/s)	SDH équivalent
OC-1	STS-1	51.84	-
OC-3	STS-3	155.52	STM-1
OC-12	STS-12	622.08	STM-4
OC-24	STS-24	1244.16	STM-8
OC-48	STS-48	2488.32	STM-16
OC-96	STS-96	4976.64	STM-32
OC-192	STS-192	9953.28	STM-64
OC-384	STS-384	19906,56	STM-128
OC-768	STS-768	39813,12	STM-256

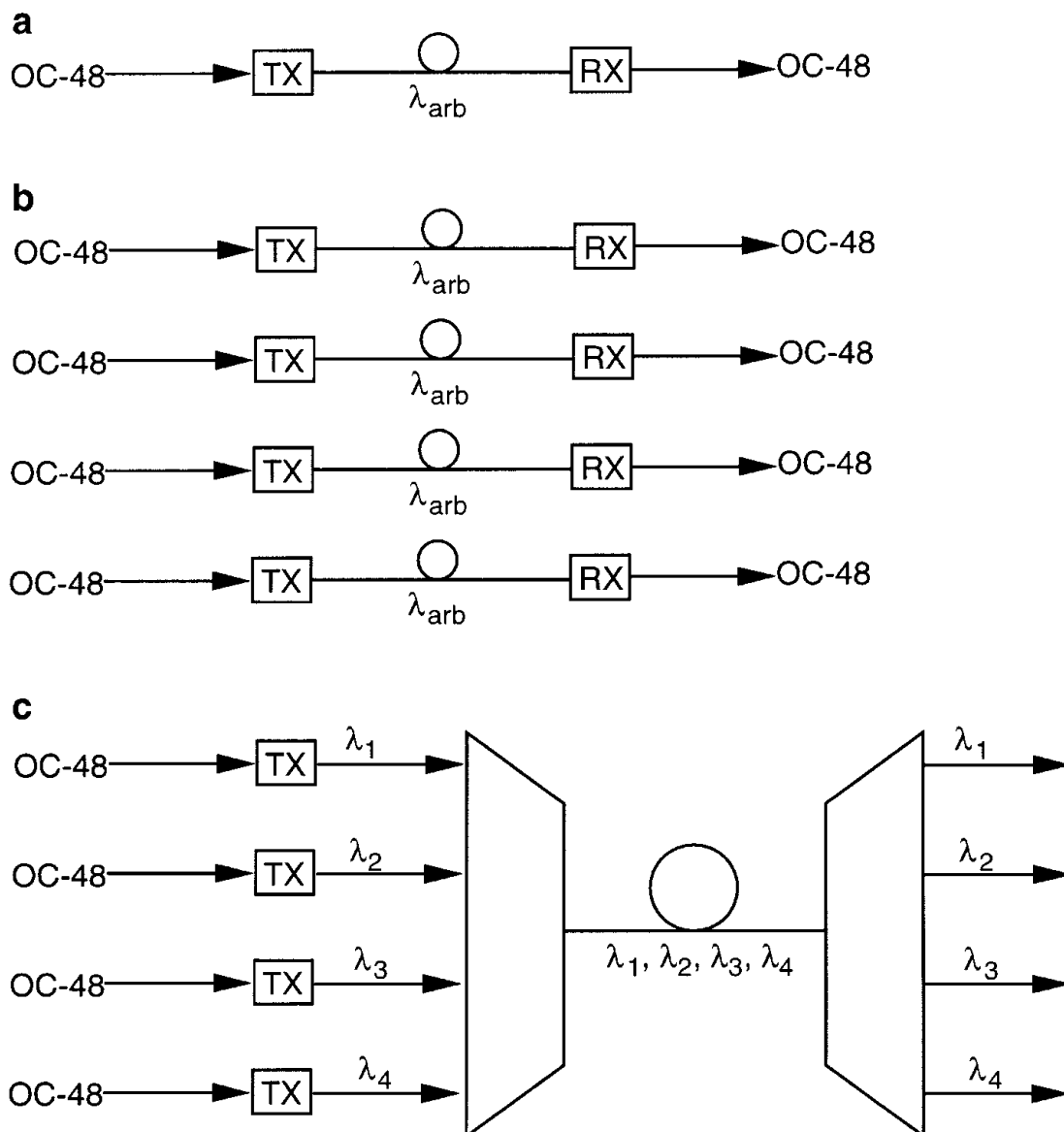


Fig (1.1). Evolution de la capacité de transmission d'un lien optique: (a) lien optique point à point simple; (b) lien multiplexé spatialement en quatre canaux; (c) Lien multiplexé en quatre longueurs d'onde [I.7]



Ceci montre que pour maintenir une compatibilité entre SDH et SONET, en pratique N est un multiple de 3. Au contraire du SONET, la SDH ne fait pas de distinction entre un signal électrique logique (STS-N dans SONET) et un signal optique physique (OC-N), alors ces signaux sont tous les deux reconnus par la STM-M comme un seul type de signal [I.7]. Le tableau (I.1) récapitule les valeurs couramment utilisées pour OC-N et STM-M.

Dans les liens optiques point à point standards, une seule fibre possède une source de lumière sur son extrémité d'émission et un photo détecteur sur l'autre extrémité de réception, comme il est montré sur la fig (1.1)(a) [I.8]. Si nous considérons que ce lien optique a une capacité de transmission de 2.5 Gbit/s, ça veut dire qu'on a multiplexé électriquement 16 STM-1 SDH ou 16 OC-3 SONET avec un débit élémentaire de 155 Mbit/s. Ce signal électrique obtenu est utilisé pour moduler une diode laser afin de convertir le signal électrique en un format optique et il sera par la suite émis sur la fibre optique. Dans ce type de liens optiques, les signaux qui arrivent des différentes sources de lumière utilisent séparément et uniquement des fibres optiques dédiées. Pour augmenter le nombre de canaux OC-3 à 64 sans passer par un Multiplexage de Division en Longueurs d'onde (MDL), nous aurons besoin de quatre fibres monomode séparées, comme il est illustré dans la fig (1.1) (b). Ce schéma de transmission est traditionnellement appelé Multiplexage de Division en Espace (MDE). Cependant, dans le MDL nous pouvons utiliser des longueurs d'onde espacées et indépendantes pour émettre les 64 canaux OC-3/STM-1 sur la même fibre optique, comme il est présenté sur la fig (1.1) (c) [I.7].

Pour voir le potentiel d'un MDL, examinons les caractéristiques d'une source optique de haute qualité. Par exemple, un laser à répercussion distribué possède un spectre fréquentiel très étroit sur un ordre de 1 MHz, qui est équivalent à une largeur spectrale de  $10^{-5}$  nm [I.7]. Lorsqu'on utilise ce type de sources, un espacement en longueur d'onde variant de 0.4 nm à 1.6 nm est typiquement employé. Cet intervalle en longueur d'onde est utilisé pour prendre en considération un éventuel déplacement des longueurs d'onde centrales à cause d'une dérive de température ou d'une traction appliquée. La figure (1.2) présente l'atténuation de la lumière dans une fibre à base de silice, en fonction de la longueur d'onde. Ce graphe montre que les deux régions à faibles pertes d'une fibre monomode appartiennent aux deux intervalles : 1270-1350 nm (la fenêtre 1310 nm) et 1480-1600 nm (la fenêtre 1550 nm) [I.7].

Pour trouver la largeur de bande optique correspondante à une largeur spectrale particulière concernant ces deux régions, nous utilisons la relation fondamentale  $c=\lambda\nu$  qui relie une longueur d'onde  $\lambda$  à une fréquence porteuse  $\nu$ , où c est la vitesse de la lumière. En faisant une dérivation de la relation fondamentale, nous obtenons [I.7]

$$|\Delta\nu| = \frac{c}{\lambda^2} |\Delta\lambda| \quad (1.1)$$

où la déviation en fréquence  $\Delta\nu$  correspond à une déviation en longueur d'onde  $\Delta\lambda$  autour de  $\lambda$ . A partir de l'équation (1.1), la largeur de bande optique  $\Delta\nu = 14$  THz correspond à une bande spectrale utilisable  $\Delta\lambda = 80$  nm dans la fenêtre 1310 nm. De la même manière, la

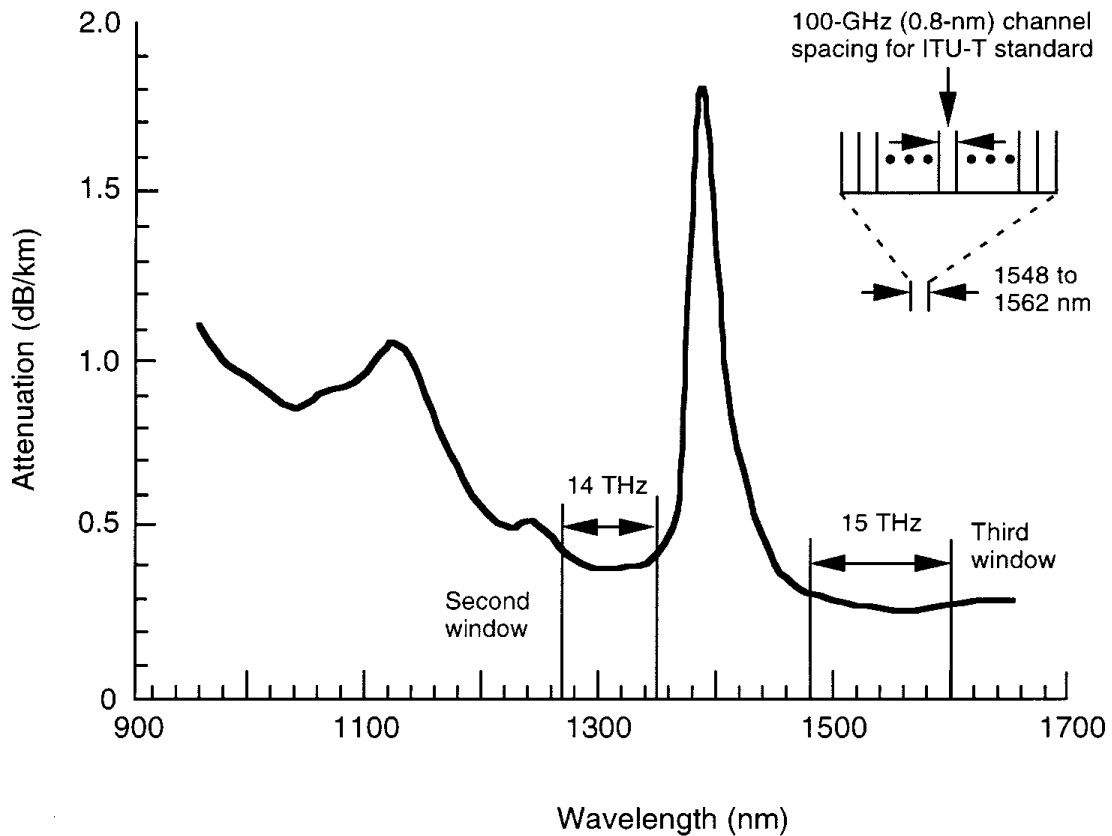


Fig (1.2). Atténuation de la lumière dans une fibre de silice en fonction de la longueur d'onde [I.7]

largeur de bande optique  $\Delta\nu = 15$  THz correspond à une bande spectrale utilisable  $\Delta\lambda = 120$  nm dans la fenêtre 1550 nm. Ceci implique que la largeur de bande totale disponible d'une fibre est approximativement égale à 30 THz dans les deux fenêtres de régions à faibles pertes.

Malgré que la largeur spectrale d'une source de haute qualité occupe seulement une largeur de bande optique étroite, les deux fenêtres à faible pertes fournissent plusieurs régions additionnelles. En utilisant un certain nombre de sources de lumière, chacune émettant sur une longueur d'onde différente qui est suffisamment espacée de sa voisine de telle sorte pour éviter l'interférence. Par exemple, si nous prenons une bande spectrale de 0.8 nm (ou une bande fréquentielle de 100 GHz), nous pouvons alors émettre 50 signaux indépendants dans un intervalle de bande allant de 1530 nm jusqu'à 1560 nm sur une seule fibre. Ceci est le principe de base d'un multiplexage de division en longueurs d'onde (MDL) [I.7].

Le MDL est essentiellement un multiplexage de division en fréquences porteuses optiques, les standards MDL développés par l'ITU-T spécifient les espacements entre canaux par les termes de fréquences [I.9, I.10]. La recommandation G.692 spécifie la sélection des canaux à partir d'une grille de fréquences référencée à 193.100 THz (1552.524 nm dans le verre) et un espacement de 100 GHz (0.8 nm à 1552 nm) entre ces canaux. La recommandation inclut aussi d'autres espacements comme 50 GHz (0.4 nm) et 200 GHz (1.6 nm)[I.7].

Malgré que l'installation d'un câble de fibre optique soit très coûteuse, l'extension de la capacité d'un réseau optique rend cette installation plus économique. Traditionnellement, la

capacité d'un lien optique est améliorée en augmentant les débits de transmission. Initialement, les travaux expérimentaux ont permis d'atteindre des débits de transmission de 2.5 Gbit/s (SONET OC-48 ou SDH STM-16). Les systèmes de transmission qui fonctionnent à ces débits ont été commercialisés dès l'année 1991. Cependant, en allant au niveau de multiplexage de 10 Gbit/s (OC-192), beaucoup d'obstacles apparaissent et peuvent sérieusement dégrader la performance d'un réseau MDL, nous pouvons citer quelques uns [I.7]

- La dispersion chromatique d'une fibre de transmission, qui limite le débit de transmission en créant un étalement spectral des impulsions optiques transmises.
- Le gain non uniforme correspondant à la gamme des longueurs d'onde désirées dans des amplificateurs à fibres dopées erbium;
- Le phénomène d'éparpillement de Raman stimulé (ERS), qui est défini par des interactions entre les signaux optiques et les vibrations moléculaires ou acoustiques dans la fibre ;
- Les effets non linéaires de la fibre qui apparaissent à partir de la modulation de l'indice de réfraction de la silice par l'intermédiaire des changements d'intensité dans le signal, ce qui induit une production des effets comme : le mixage à quatre ondes, la modulation auto phase et la modulation de phase croisée;
- La dispersion de mode de polarisation qui apparaît à partir d'un déplacement des modes de polarisation orthogonale à des différentes vitesses, ceci est dû à la biréfringence de la fibre;
- Des réflexions à partir d'épissures et de connecteurs qui peuvent causer une instabilité des sources laser.

De nouvelles fibres conçues, des techniques de compensation de dispersion et des isolateurs optiques ont été introduits pour remédier à ces limitations citées au dessus.

### III. Présentation des différentes technologies des multiplexeurs optiques

#### III.1 Introduction

Dans les dix dernières années, on a vécu une croissance importante dans le déploiement des systèmes MDL. Des systèmes à deux et quatre canaux sans amplificateurs se développaient au fur et à mesure pour atteindre des systèmes à 40 canaux qui utilisent des amplificateurs. Aujourd'hui, les systèmes à 40 canaux fonctionnent dans l'intervalle 1528 nm à 1562 nm avec un espacement inter-canal de 100 GHz, beaucoup de fournisseurs travaillent maintenant sur l'espacement fréquentiel 50 GHz pour augmenter le nombre de canaux à 80. En plus, d'autres intervalles comme 1570 nm à 1610 nm [I.11] ont été développés. Dans le futur, le développement des amplificateurs Raman [I.12] ou les amplificateurs dopés Thulium [I.13] va donner des régions de spectre additionnelles comme l'intervalle 1440 nm à 1520 nm.

La technologie des dé/multiplexeurs commençait avec des systèmes à deux canaux qui divisent la bande passante totale d'un spectre en deux petites bandes centrées sur 1532 nm et 1555 nm. Dans les systèmes initiaux, la technologie des filtres diélectriques a été la méthode préférée. Cependant, comme l'espacement inter-canal est réduit et le nombre de canaux a augmenté, autres technologies, comme les réseaux de Bragg et les réseaux à guides d'onde

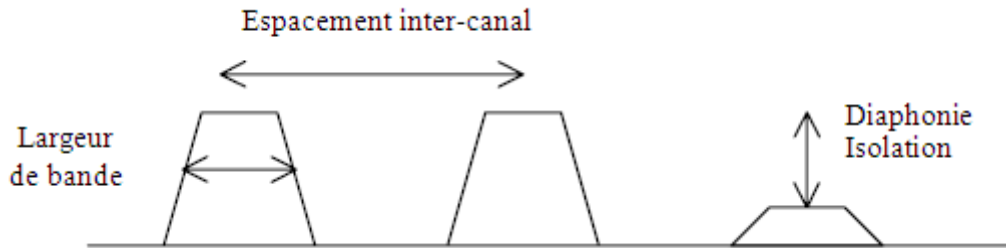


Fig (1.3). Définition de quelques paramètres caractérisant un composant optique

assemblés, ont été introduites et appliquées [I.14]. Dans la section suivante, quelques caractéristiques des filtres optiques seront présentées.

## III.2 Caractéristiques des composants optiques

Malgré que chaque technologie ait ses propres caractéristiques il existe quelques facteurs communs qui peuvent être utilisés pour la comparaison. Dans cette partie, nous définissons quelques paramètres caractérisant ces composants comme la largeur de bande, la diaphonie et l'isolation. La figure (1.3) présente un schéma d'un ensemble de spectres espacés, caractérisés par différentes largeurs de bande. La différence entre la diaphonie et l'isolation montrées sur la fig (1. 3) sera donnée dans la section III.2.3.

### III.2.1 Pertes d'insertion

Les pertes d'insertion sont reliées à la largeur de bande, ce sont deux paramètres qui doivent être cités en même temps. Les pertes d'insertion sont spécifiées en fonction de l'état de polarisation. Ceci implique que l'on doit connaître les propriétés de polarisation de la source. Une source non polarisée va donner des pertes d'insertion moyennes, alors qu'une source polarisée va fournir une valeur arbitraire. Une caractérisation complète des pertes d'insertion inclut et la polarisation et la dépendance de température [I.14].

### III.2.2 Dépendance de la polarisation

Plusieurs paramètres comme la largeur de bande, la longueur d'onde centrale et les pertes d'insertion sont dépendants de l'état de polarisation. La variation de la polarisation implique un changement de la forme de la fonction de démultiplexage. Avec le changement de la forme d'un canal, la longueur d'onde centrale peut aussi se déplacer et les pertes d'insertion vont varier. Ceci peut causer une diaphonie croissante [I.14].

### III.2.3 Diaphonie et isolation

La diaphonie et l'isolation sont des paramètres complémentaires. L'isolation signifie la quantité de pertes en dehors de la bande passante. Il existe deux types d'isolations : isolation d'un canal adjacent et isolation intégrée. La diaphonie signifie combien de puissance présente par rapport à un canal adjacent. En général, la pénalité d'un système est 1 dB pour une diaphonie de 11 dB [I.15]. L'isolation d'un canal adjacent signifie la perte par rapport à un canal très proche. L'isolation intégrée est définie par rapport à tous les autres canaux. Si le nombre de canaux dans un système augmente l'isolation intégrée devient plus large. Par

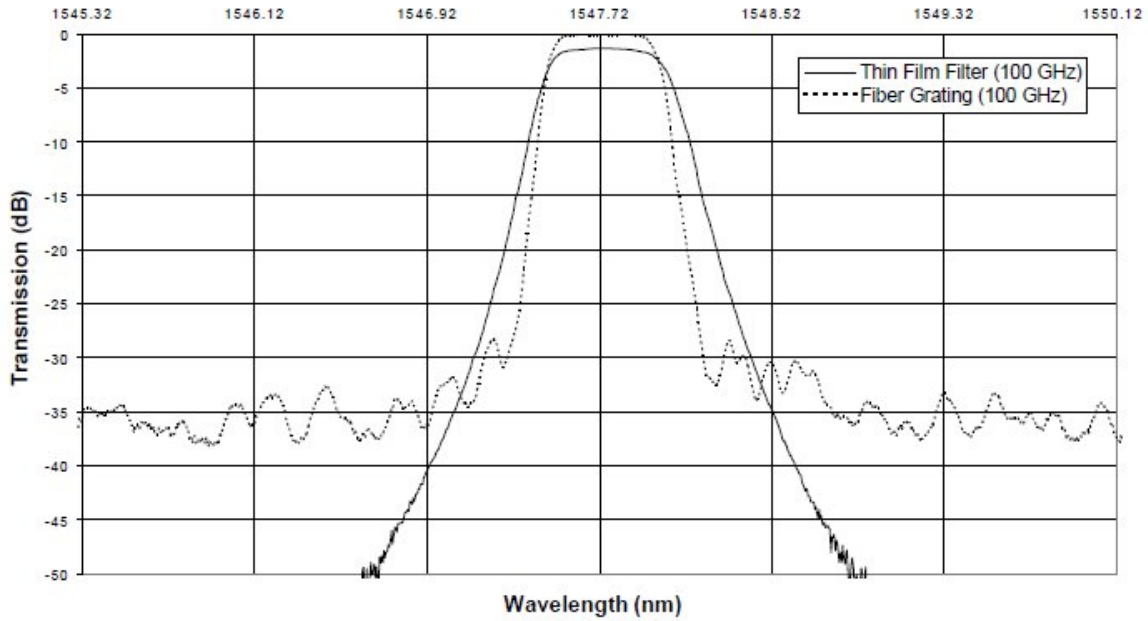


Fig (1.4). Réponses spectrales de deux canaux correspondant à un filtre diélectrique à couches minces (Thin Film Filter) et un réseau de Bragg (Fiber Grating) [I.14]

exemple, deux spectres de canaux correspondant à un filtre diélectrique et à un réseau de Bragg sont présentés dans la fig (1.4). Nous remarquons que l'isolation intégrée du réseau de Bragg est bien plus grande que celle du filtre diélectrique.

### III.2.4 Dispersion

Il existe deux types de dispersion qui sont concernées dans les systèmes MDL ; la dispersion de mode de polarisation (DMP) et la dispersion chromatique (DCR). La DMP est la variation du délai de groupe en fonction de l'état de polarisation. La dispersion chromatique est la variation du délai de groupe en fonction de la longueur d'onde. Dans un démultiplexeur, le délai de groupe est constant dans la bande passante, mais il varie significativement aux deux extrémités de la largeur de bande du spectre (voir fig (1.5)). Cependant, un réseau de Bragg peut avoir quelques rides dans sa bande passante comme il est montré sur la fig (1.6).

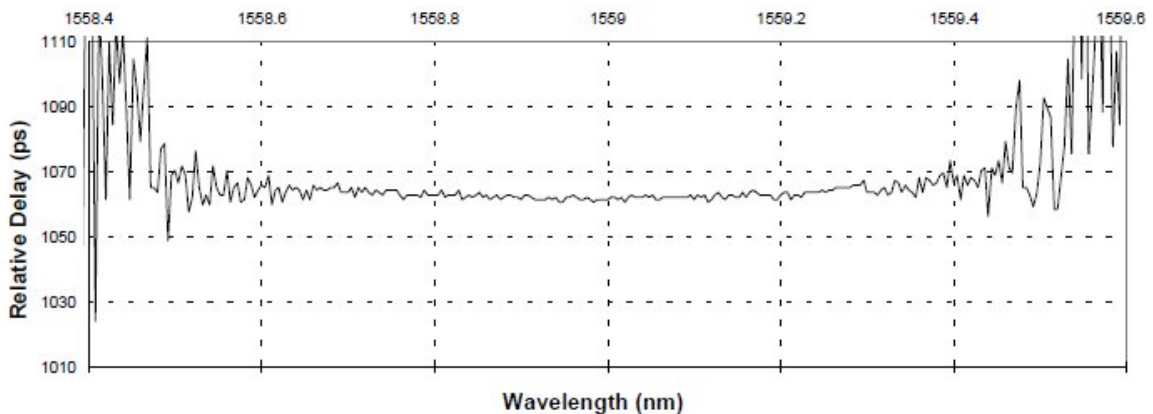


Fig (1.5). Délai de groupe d'un coupleur interférométrique fonctionnant à 100 GHz [I.14]

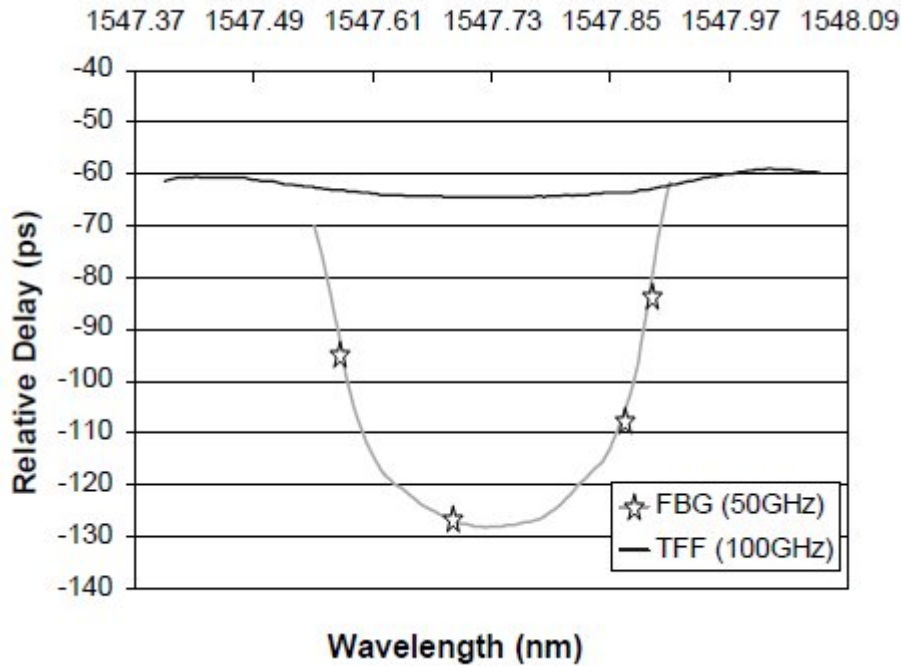


Fig (1.6). Dispersion d'un réseau de Bragg (FBG) et d'un filtre diélectrique à couches minces (TFF) [I.14]

#### IV Présentation des différents types de dé/multiplexeurs appliqués dans un système de transmission MDL

Les dé/multiplexeurs se divisent en composants optiques actifs et passifs, ils sont utilisés pour combiner, distribuer, isoler et amplifier les puissances optiques aux différentes longueurs d'onde. Les dispositifs passifs n'exigent pas un contrôle externe pour leur fonctionnement, ils sont alors limités dans leurs applications dans les réseaux MDL. Ces composants sont généralement utilisés pour diviser et combiner les signaux optiques. La performance des dispositifs actifs peut être contrôlée électroniquement, ce qui va rendre le réseau plus flexible. Les composants MDL actifs incluent les filtres optiques accordables, les sources réglables et les amplificateurs optiques [I.7].

La figure (1.7) présente un exemple d'une implémentation des composants MDL cités au dessus dans un lien MDL typique. A l'extrémité d'émission existe plusieurs sources de lumière modulées indépendamment, chaque signal est émis sur une longueur d'onde différente. Un multiplexeur est utilisé pour combiner ces signaux optiques en un spectre continu de signaux et les coupler sur une seule fibre. A l'extrémité de la réception, un démultiplexeur est utilisé pour séparer les signaux optiques en des canaux facilement détectés pour un éventuel traitement de signal. Les photo détecteurs sont généralement plus sensibles dans des gammes larges en longueurs d'onde, ce qui peut englober tous les canaux MDL.

Dans les sections suivantes, nous présenterons quelques exemples de dé/multiplexeurs de base et d'autres perfectionnés. Les composants MDL actifs, comme les filtres optiques accordables qui donnent une certaine souplesse à insérer et extraire une ou plusieurs longueurs d'onde, seront aussi présentés et analysés.

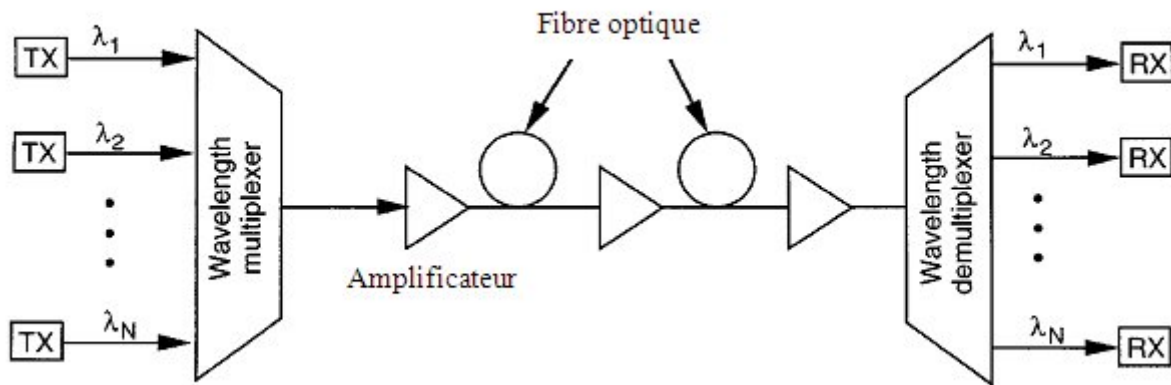


Fig (1.7). Implémentation d'un lien optique multiplexé en longueurs d'onde [I.16]

#### IV.1 Composants MDL passifs de base

Les composants passifs fonctionnent dans un domaine tout optique pour combiner et diviser les différentes longueurs d'onde, ils incluent les coupleurs  $N \times N$  (avec  $N \geq 2$ ), les diviseurs en puissance et les coupleurs en étoile. Ces dispositifs sont fabriqués soit par des fibres optiques, soit par des guides d'ondes optiques planaires en utilisant des matériaux comme le Niobate de Lithium ( $\text{LiNbO}_3$ ) [I.7]

Pratiquement, la majorité des composants MDL passifs représentent que des variations du concept d'un coupleur en étoile. La figure (1.8) montre la structure de base d'un coupleur en étoile générique, qui peut faire en même temps une combinaison et une division de puissance. Les coupleurs en étoile combinent les faisceaux de lumière à partir de deux ou plusieurs fibres d'entrée, et les divisent en plusieurs fibres de sortie. Dans un cas général, la division est faite uniformément pour toutes les longueurs d'onde, de telle sorte que toutes les sorties  $N$  reçoivent un rapport de  $1/N$  de puissance totale qui entre par le composant. Une méthode de fabrication commune pour un diviseur  $N \times N$  consiste à fusionner un ensemble de cœurs de  $N$  fibres monomodes sur une longueur de quelques millimètres. La puissance optique insérée à travers un de ces  $N$  ports d'entrée de la fibre est divisée d'une manière uniforme dans les cœurs des  $N$  fibres de sortie grâce à un couplage de puissance dans la région fusionnée. [I.7].

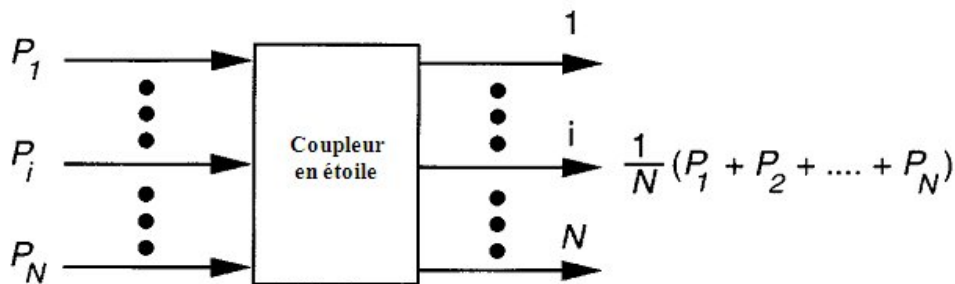


Fig (1.8). Structure d'un coupleur en étoile de base [I.7]

## IV.2 Filtres diélectriques

### IV.2.1 Introduction

Les filtres multi couches diélectriques étaient les premiers types de filtres qui ont été largement déployés dans les systèmes de transmission multiplexés en longueurs d'onde dès le début des années 1990 [I.17]. Ces filtres diélectriques ont été utilisés au début dans des systèmes MDL à 200 GHz (1.6 nm), ils ont été améliorés après pour fonctionner sur un espacement fréquentiel de 100 GHz. Ces filtres multi couches se retrouvaient dans beaucoup d'applications comme les filtres à aplanissement de gain (gain-flattening filters, en anglais) pour les amplificateurs à fibres dopées Erbium, les filtres de division de bande (band splitting filters, en anglais), et plus récemment pour l'implémentation des modules à faibles coûts de filtres avec gros espacements en longueurs d'onde (coarse filters, en anglais) utilisés généralement dans les réseaux locaux [I.17].

Les filtres multi couches diélectriques sont largement utilisés dans les réseaux optiques grâce à leur bonne rentabilité et leur stabilité à long terme. Ces filtres sont conçus pour avoir une excellente stabilité en longueurs d'onde, une caractéristique qui les rend des candidats idéals pour des composants passifs. Alors, ce type de filtres est parfois utilisé pour une stabilisation en longueurs d'onde dans des composants actifs. Les filtres multi couches utilisés dans un multiplexage en longueurs d'onde dense sont caractérisés par des pertes d'insertion faibles, des pertes dépendantes de polarisation faibles et une bonne isolation. Les filtres diélectriques sont utilisés dans des architectures modulaires où on commence avec un petit nombre de canaux et la capacité peut être étendue par la suite [I.17].

### IV.2.2 Théorie des filtres interférentiels

#### IV.2.2.1 Introduction

Un filtre diélectrique consiste en plusieurs couches minces avec une épaisseur et un indice contrôlés. L'épaisseur de chaque couche est typiquement une fraction d'une longueur d'onde. Les ondes réfléchies à chaque surface de couche interagissent d'une manière cohérente pour générer un spectre de réflexion. La théorie des interactions d'ondes planes a été décrite dans plusieurs références [I.18-1.22]. Tout en dépend de chaque application, ce filtre peut être composé d'un petit nombre de couches comme il peut avoir de centaines de couches, de deux ou plusieurs types de matériaux différents pour générer une forme quelconque d'une réponse spectrale. Les types de filtres couramment utilisés en télécommunications sont les filtres multi couches anti réflexion (AR), les hauts réflecteurs et les filtres passe-bande. Dans les sections suivantes, nous allons présenter le principe de base de chacun de ces types de filtres.

#### IV.2.2.2 Filtres multi couches Anti Réflexion (AR)

Lorsque la lumière franchit une interface, une fraction est réfléchi en raison d'une désadaptation entre les indices de réfraction. Les multi couches AR minimisent le facteur de réflexion par l'insertion de couches additionnelles dans le but de créer une interférence destructive des ondes réfléchies. Ces filtres sont importants pour deux raisons ; la première est qu'ils augmentent au maximum la capacité d'un système, la deuxième est qu'ils minimisent les réflexions non désirées. Une suppression insuffisante de la réflexion, ou une faible



minimisation des pertes de retour (return loss, en anglais), peut créer une diaphonie dans un canal de communication ou une répercussion non désirée dans une source laser [I.17].

Beaucoup de références ont déjà décrit les différentes approches de conception, en commençant par un design d'un multi couches AR simple pour arriver à d'autres types plus complexes [I.23-I.26]. La complexité d'un filtre diélectrique AR est devenue flagrante avec l'augmentation de la largeur de bande de fonctionnement et aussi avec l'augmentation des pertes de retour. Les multi couches AR appliquées dans le domaine des télécommunications fonctionnent généralement sur une seule longueur d'onde ou sur un spectre étroit. Nous notons que quelques applications exigent des pertes de retour de 40 dB à 50 dB dans des régions de longueurs d'onde étendues [I.27].

#### IV.2.2.3 Filtres multi couches avec Haute Réfexion (HR)

La structure de base d'un diélectrique HR consiste à alterner des couches, qui chacune est constituée de deux matériaux différents, un d'entre eux est caractérisé par un indice de réfraction élevé et l'autre est caractérisé par un indice de réfraction bas. L'épaisseur physique de chaque couche est  $\lambda_0/4n$ , où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde désirée et  $n$  est l'indice de réfraction du matériau utilisé. Les couches qui possèdent une épaisseur physique qui s'écrit sous la forme citée précédemment sont appelées des couches quart d'onde. Un multi couches HR est conçu de la manière suivante [I.17]

$$\text{Substrat} | (EB)^p | \text{Ambiant} \quad (1.2)$$

où E et B représentent des couches quart d'onde d'indices de réfraction élevé et bas, respectivement. La puissance  $p$  détermine combien de fois la période est répétée. La figure (1.9) présente le spectre de réflectivité d'un multi couches HR conçu à 5, 10 et 15 périodes.

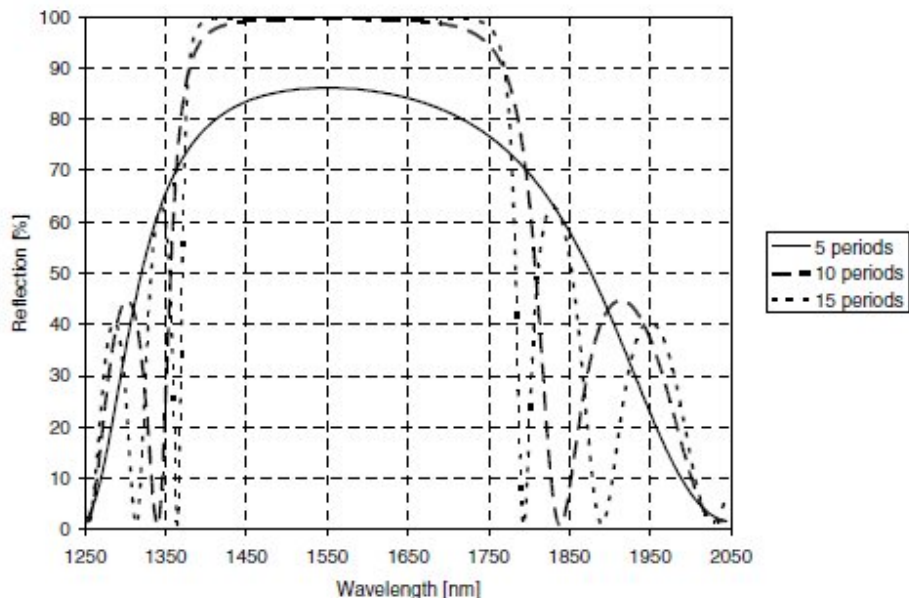


Fig (1.9). Spectres de réflectivité d'un multi couches conçu avec 5, 10 et 15 périodes, centrés sur la longueur d'onde 1550 nm, avec  $n_B=1.45$  et  $n_E=2.1$  [I.17]

La région de haute réflexion est appelée bande d'arrêt du multi couches HR. La largeur de bande d'arrêt,  $2\Delta g$ , ne dépend pas du nombre de périodes, mais de rapport des indices hauts et bas de réfraction.

Les deux extrémités de bandes de stop sont à  $g_{\text{edge}}=1\pm\Delta g$  avec  $\Delta g$  qui est décrite comme suit [I.17]

$$\Delta g = \frac{2}{\pi} \sin^{-1} \left( \frac{n_E - n_B}{n_E + n_B} \right) \quad (1.3)$$

La bande passante devient large pour un rapport d'indice de réfraction élevé. Dans l'exemple présenté sur la fig (1.9),  $n_B$  est égal à 1.45 alors que  $n_E$  est égal à 2.1. A partir de cette figure (spectre conçu à 15 périodes), nous remarquons que l'intervalle de bande d'arrêt est 1387-1756 nm pour un filtre centré sur 1550 nm.

Le niveau de pique de réflectivité dépend du rapport des indices de réfraction et du nombre de périodes. Un rapport élevé et un grand nombre de périodes rendent le niveau de pique de réflectivité plus haut dans la bande d'arrêt [I.18, p. 186].

$$R \cong 1 - 4 \left( \frac{n_B}{n_E} \right)^{2p} \frac{n_s}{n_A} \quad (1.4)$$

où  $n_A$  est l'indice de réfraction de l'ambient et  $n_s$  est l'indice de réfraction du substrat.

D'habitude, il est plus judicieux de choisir deux matériaux avec un rapport d'indice de réfraction élevé. Un petit nombre de couches est nécessaire pour atteindre un niveau de réjection spécifié et une bande passante plus large.

#### IV.2.2.4 Filtre passe bande

Un filtre passe bande est constitué d'un ou plusieurs filtres fabry-pérot couplés. Un filtre fabry-pérot est à son tour constitué d'un étalon mince, appelé espaceur, entouré par des réflecteurs métalliques ou par des diélectriques à haute réflexion (HR).

Un filtre passe bande fabry-pérot est conçu de la manière suivante [I.17]

$$\text{Substrat} | (\text{BE})^p (2\text{B})^s (\text{BE})^p | \text{Ambiant} \quad (1.5)$$

où  $p$  décrit le nombre de périodes dans un multi couches HR et  $s$  décrit l'ordre (ou nombre de périodes) de l'espaceur (ou couche). L'épaisseur de la couche optique à la longueur d'onde centrale pour le premier ordre ( $s=1$ ) correspond à une demi-onde, pour le second d'ordre ( $s=2$ ) elle correspond à deux demi-ondes, etc. Dans un filtre fabry-pérot, seulement une petite fraction de lumière pénètre le premier réflecteur, mais dans une gamme de longueurs d'onde résonantes, l'intensité de lumière s'accumule dans la couche de l'étalon jusqu'à atteindre une fraction considérable. La largeur de filtre passe bande peut être rendue plus étroite en augmentant l'ordre de l'étalon, ce qui va diminuer l'intervalle spectral libre (ISL) [I.17]. Nous rappelons que l'ISL est l'espacement entre deux modes adjacents, il s'écrit comme suit [I.17]

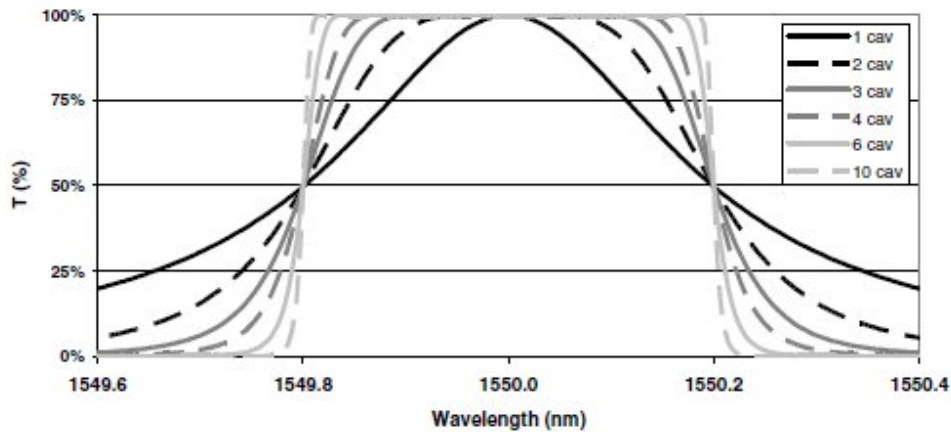


Fig (1.10). Réponse spectrale d'un filtre passe bande avec différents nombres de cavités [I.17]

$$\Delta\nu_{ISL} = \frac{c}{2nL \cos\theta} \quad (1.6)$$

où  $\theta$  est l'angle du faisceau relatif à la surface normale de la cavité et  $L$  est la longueur de la cavité.

Dans la fig (1.10), la courbe en ligne solide (avec la légende 1 cav) montre la réponse spectrale d'un filtre fabry-pérot. Il est possible de mettre une multitude de structures fabry-pérot chacune au sommet sur l'autre pour former un filtre multi-cavité couplé. La figure (1.10) montre aussi le spectre de transmission des différents filtres constitués de 2 à 10 cavités. Nous remarquons que le maximum de transmittance des différents filtres avoisinent les 100 % en bande passante et 0% dans la bande de réjection.

La notion de couplage de cavités est très importante parce qu'elle permet d'éviter des fluctuations excessives dans la bande passante. Thelen [I.19] et Macleod [I.18] ont donné quelques notions sur la conception d'un filtre passe bande optique.

#### IV.2.3 Coupleurs à trois ports basés sur des lentilles

La divergence de la lumière à partir d'une fibre nécessite souvent l'utilisation des lentilles pour collimater la lumière dans des composants constitués de filtres à couches minces. Un schéma d'un filtre à couches minces avec trois ports est représenté sur la fig (1.11).

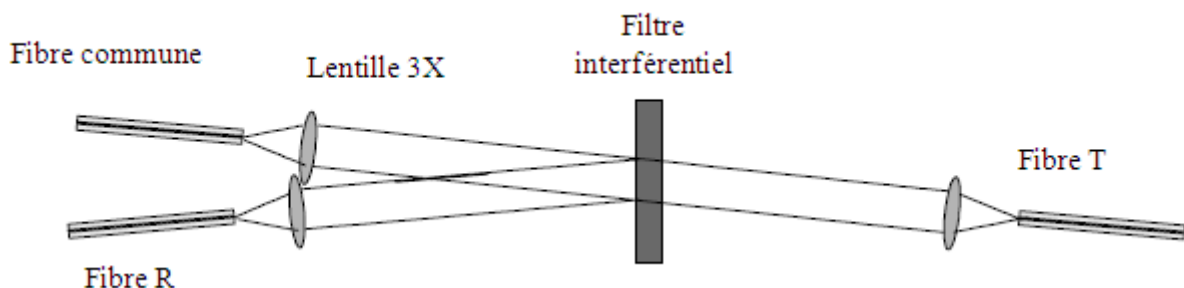


Fig (1.11). Schéma d'un filtre à couches minces avec trois ports [I.17]

La lumière qui émerge de la fibre commune est collimatée par la première lentille et interagit après avec le filtre interférentiel. La lumière transmise par le filtre est couplée dans la fibre T par une autre lentille, alors que la lumière réfléchiée par le filtre est couplée dans la fibre R. Comme il est montré sur la fig (1.11), le dispositif permet de séparer deux bandes spectrales entrantes, il fonctionne alors comme un démultiplexeur. Nous pouvons aussi utiliser ce dispositif avec une configuration inversée de telle sorte qu'il peut combiner deux bandes spectrales. Ce composant peut fonctionner aussi comme un multiplexeur [I.17].

Un collimateur réduit la divergence des faisceaux lumineux et rend ces faisceaux sous forme d'ondes planes. Ce dispositif réduit l'angle d'incidence nécessaire pour séparer les faisceaux dans un composant multi ports [I.28]. De petits angles d'incidence permettent de réduire la sensibilité de polarisation d'un filtre. Dans des configurations typiques on utilise seulement des angles de petits degrés [I.29, I.30].

#### IV.2.4 Composants en zigzag

Les composants décrits dans les paragraphes précédents fonctionnent en entourant un filtre par des lentilles, de telle sorte que pour chaque opération de réflexion ou de transmission un faisceau est couplé à l'entrée et à la sortie de la fibre. Cette configuration souffre des pertes associées avec plusieurs opérations de couplage, ainsi le coût de fabrication est élevé à cause du grand nombre de lentilles utilisées. Un dispositif qui réduit les effets de pertes de couplage a été proposé par Nosu *et al* [I.31], il est montré dans la fig (1.12). Ce composant a été utilisé pour démultiplexer six canaux espacés de 40 nm dans la gamme 725-920 nm. Ces dispositifs sont appelés « zigzag » à cause du trajet que parcourt un faisceau dans le bloc. La géométrie en zigzag a été implémentée dans la longueur d'onde 1550 nm au milieu des années 1990 [I.32], et la fabrication d'un dispositif en zigzag à 16 canaux a été présentée dans [I.33].

Ce type de composants a été utilisé dans l'implémentation des multiplexeurs avec gros espacements inter-canal (Coarse multiplexers, en anglais) dans des liaisons de réseaux locaux [I.33].

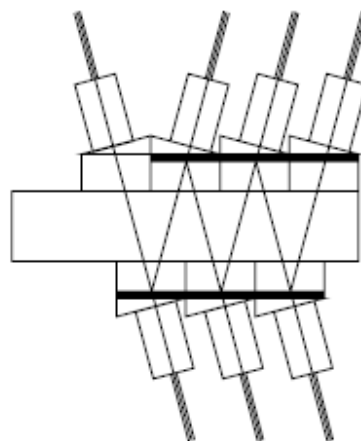


Fig (1.12). Schéma d'un composant en zigzag [I.33]

## IV.2.5 Caractéristiques de quelques dé/multiplexeurs à base de filtres à couches minces

### IV.2.5.1 Coupleurs mono canal utilisés dans le MDL

Le coupleur mono canal est considéré comme un bloc fondamental dans plusieurs systèmes MDL. La configuration courante utilise un coupleur à trois ports comme il est décrit dans la section IV.2.3. La figure (1.13) montre un coupleur à trois ports. Ce composant possède un diamètre de 5 à 6 mm et une longueur de 30 à 40 mm [I.17].

La façon la plus simple pour concevoir un démultiplexeur à plusieurs canaux est de rassembler des séries de coupleurs comme il est présenté dans la fig (1.14). Cette architecture peut être utilisée d'une manière inversée pour implémenter un module de multiplexeur.

Les coupleurs mono canal basés sur les filtres à couches minces, qui sont largement utilisés et commercialisés, fonctionnent pour des espacements inter-canal de 100 GHz et 200 GHz. Les constructeurs offrent généralement un produit standard, mais ils peuvent adapter quelques caractéristiques suivant les besoins des consommateurs ; par exemple on peut concevoir un coupleur caractérisé soit par une haute isolation, soit par une basse dispersion chromatique. Le tableau (I.2) récapitule les spécifications d'un coupleur 100 GHz standard et d'un autre coupleur fonctionnant au même espacement, mais caractérisé avec une dispersion chromatique basse [I.17].

### IV.2.5.2 Coupleurs à division de bande

Les coupleurs qui séparent une bande de deux ou plusieurs canaux adjacents à partir d'une réponse spectrale sont appelés les coupleurs à large bande.



Fig (1.13). Coupleur mono canal à trois ports (conçu par JDSU) [I.17]

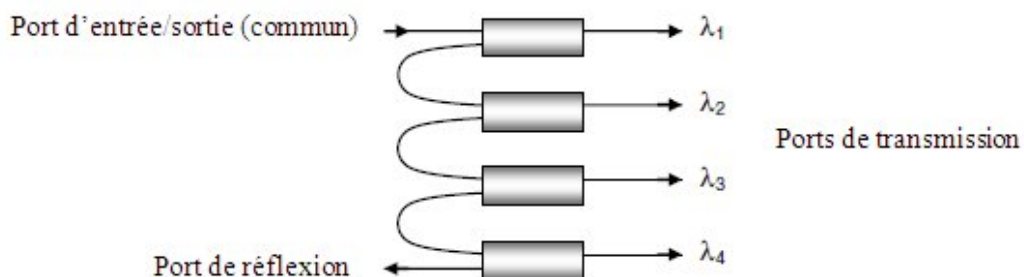


Fig (1.14). Démultiplexeur à quatre canaux basé sur quatre coupleurs cascades à base de filtres de couches minces [I.17]

Tableau I.2. Caractéristiques d'un coupleur à trois ports standard et autre à basse dispersion chromatique (conçus par JDSU) [I.17]

Paramètre		Standard	Dispersion chromatique basse
Intervalle en longueurs d'onde		Canaux ITU-T de bandes C et L	
Largeur de bande passante (à -0.5 dB)	min	± 12.5GHz	±14.1 GHz
Fluctuations sur la bande passante de transmission	max	0.4 dB	0.3 dB
Fluctuations sur la bande passante de réflexion	max	0.2 dB	0.2 dB
Pertes d'insertion en transmission	max	1.1 dB	1.1 dB
Pertes d'insertion en réflexion	max	0.4 dB	0.4 dB
Isolation en transmission (canal adjacent)	min	25 dB	25 dB
Isolation en transmission (canal non adjacent)	min	50 dB	50 dB
Isolation en réflexion	min	12 dB	16 dB
Dispersion chromatique en transmission	max	464 ps/nm	17ps/nm
Dispersion chromatique en réception	max	17.5 ps/nm	17ps/nm
Directivité	min	45 dB	45 dB
Pertes de retour	min	45dB	50 dB
Polarisation de mode de polarisation	max	0.2 ps	0.1ps
Puissance optique	max	1 W	1 W
Intervalle de température de fonctionnement		-5 à 75 °C	-5 à 75 °C

Ils peuvent être utilisés de la même manière que les coupleurs mono canal, mais toutes les opérations sont faites pour une certaine bande de canaux. Deux exemples de filtres à division de bande sont illustrés dans la fig (1.15). Un filtre 4×1 permet de transmettre quatre canaux, en faisant une isolation entre les canaux réfléchis et les canaux transmis. Cette isolation est achevée en supprimant un canal de chaque extrémité du gabarit du filtre. Le filtre 4×0 permet aussi de transmettre quatre canaux mais sans rejeter les deux canaux à l'extrémité du gabarit. Le deuxième type de filtre est plus performant, cependant il présente beaucoup de contraintes lors de son fabrication surtout au niveau des extrémités du gabarit [I.17].

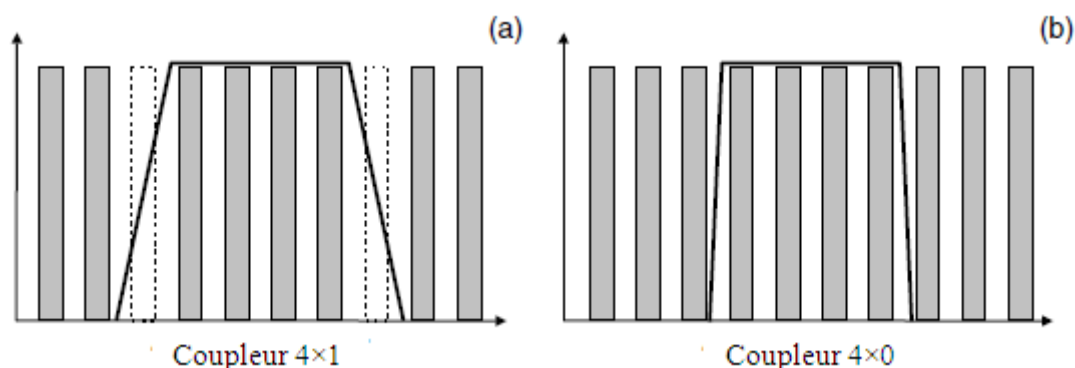


Fig (1.15). Performance de deux différents coupleurs à division de bande (a) Coupleur 4×1 (b) Coupleur 4×0 [I.17]

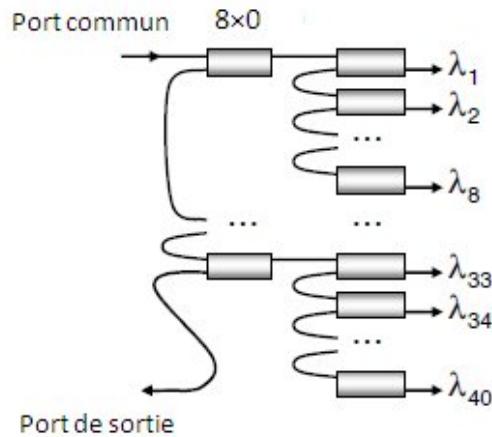


Fig (1.16). Structure d'un démultiplexeur à 40 canaux basé sur cinq filtres 8×0 à division de bande combinés avec des filtres mono canal [I.17]

Les coupleurs à division de bande sont souvent combinés avec des coupleurs mono canal dans une architecture de modules MUX/DEMUX pour des systèmes caractérisés avec un grand nombre de canaux. La fig (1.16) présente l'architecture d'un démultiplexeur à 40 canaux.

Ce dispositif est composé de cinq filtres 8×0 à division de bande, ce qui permet de réduire au maximum le nombre de réflexions. La suppression des canaux reste une opération indésirable parce qu'elle a l'effet de réduire la bande passante et par conséquent le débit d'une communication disponible. Ceci a conduit à développer d'autres types de filtres avec des pentes raides pour rejeter seulement un seul canal au pire des cas [I.17]. Le tableau I.3 présente les caractéristiques de trois différents coupleurs à division de bande commercialisés fonctionnant à 100 GHz.

Pour un espacement inter-canal de 100 GHz, les modules des démultiplexeurs sont offerts à 4, 8, 16 et 40 canaux. La figure (1.17) présente un exemple d'une réponse spectrale d'un démultiplexeur à 40 canaux. Les caractéristiques des dé/multiplexeurs sont relativement similaires à celles d'un seul coupleur à trois ports présentées dans le tableau I.2.

Tableau I.3. Caractéristiques de trois coupleurs à division de bande commercialisés fonctionnant à 100 GHz (conçus par JDSU) [I.17]

Paramètre		4×0	8×2	20×4
Largeur de bande passante	min	± 162.5 GHz	± 387.5 GHz	± 987.5 GHz
Fluctuations sur la bande passante	max	0.3 dB	0.25 dB	0.2 dB
Pertes d'insertion en transmission	max	1.2 dB	0.8 dB	1.0 dB
Pertes d'insertion en réflexion	max	0.6 dB	0.4 dB	0.6 dB
Isolation en transmission (canal adjacent)	min	25 dB	20 dB	25 dB
Isolation en réflexion	min	12 dB	15 dB	15 dB
Directivité	min	50 dB	50 dB	50 dB
Pertes de retour	min	45dB	45 dB	45 dB
dispersion de mode de polarisation	max	0.7 ps	0.1 ps	0.15 ps
Dispersion chromatique en transmission	max	± 50 ps/nm	± 5 ps/nm	± 3 ps/nm

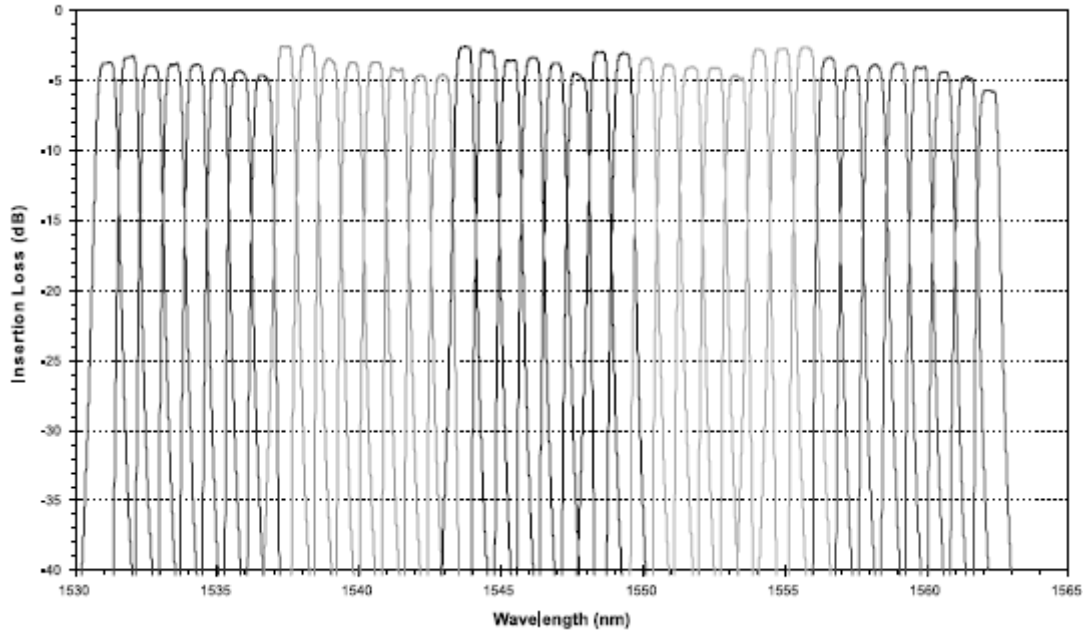


Fig (1.17). Réponse spectrale d'un démultiplexeur à 40 canaux fonctionnant à 100 GHz (conçu par CIRCA) [I.17]

### IV.3 Composants MDL basés sur des réseaux de diffraction

#### IV.3.1 Introduction

Un réseau de diffraction [I.35-I.39] est une surface optique sur laquelle un nombre important de fentes,  $N_0$ , (des dizaines à des milliers par millimètre) est déposé. Un réseau a la propriété de diffracter la lumière dans une direction reliée à sa longueur d'onde (voir fig (1.18)). Un faisceau incident avec plusieurs longueurs d'onde est séparé angulairement dans différentes directions. Inversement, plusieurs longueurs d'onde  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$  venants de différentes directions peuvent être combinées dans la même direction. L'angle de diffraction dépend de l'espacement de la fente et de l'angle d'incidence.

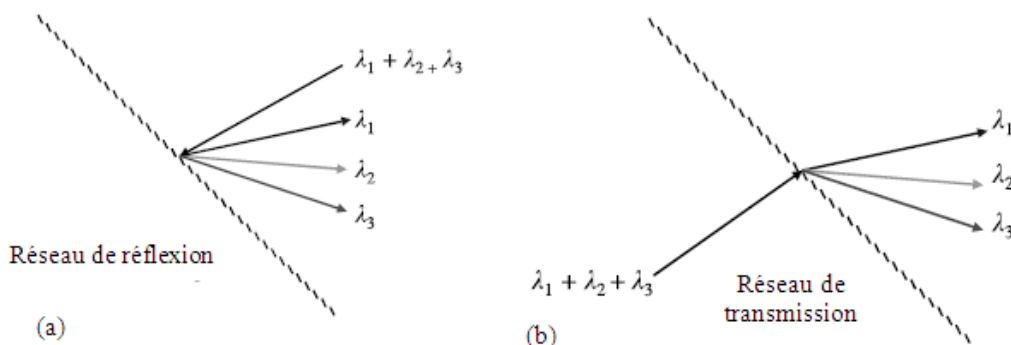


Fig (1.18). Principe d'un démultiplexage par diffraction dans un réseau optique : les longueurs d'onde  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$  venants d'une fibre de transmission sont diffractées dans différentes directions. Le réseau travaille en (a) réflexion et en (b) transmission [I.34]



## IV.3.2 Principe de fonctionnement des réseaux basés sur la diffraction

### IV.3.2.1 Ordres de diffraction

La figure (1.19) représente un réseau de fentes équidistantes, nous considérons que ce réseau est déposé dans le vide avec un indice de réfraction égal à 1. Supposant une onde plane incidente avec un angle  $\theta$  mesuré par rapport à la normale au réseau. Chaque fente diffracte la lumière en transmission. Dans la direction  $\theta'$ , qui est un angle mesuré par rapport à la perpendiculaire au réseau, les ondes venantes à partir des différentes fentes sont en phase si la différence de marche optique  $\Delta_0$  entre des trajets optiques successifs (AB)+(CD) est [I.34]

$$\Delta_0 = \Lambda(\sin \theta + \sin \theta') = m\lambda_m \quad (1.7)$$

où  $m$  est un entier,  $\lambda$  est la longueur d'onde et  $\Lambda$  est la distance entre deux fentes successives. Une transmission directe correspond à  $m=0$ , alors que  $m=\pm 1$  correspond aux premiers ordres de diffraction sur chaque côté de la transmission directe [I.34].

### IV.3.2.2 Intervalle spectral libre

L'équation de la différence de marche (1.7) est satisfaisante pour une longueur d'onde différente pour chaque ordre de diffraction,  $m$ , intégral. Pour un ensemble d'angles incidents et diffractés donné, nous obtenons différentes longueurs d'onde correspondantes à différentes valeurs de  $m$ . L'Intervalle Spectral Libre (ISL) d'un réseau est l'intervalle en longueur d'onde le plus large dans un ordre donné, qui ne se chevauche pas avec un intervalle équivalent dans un ordre adjacent. L'ISL s'écrit comme suit [I.34]

$$ISL = \lambda_m - \lambda_{m+1} = \lambda_m / (m + 1) \quad (1.8)$$

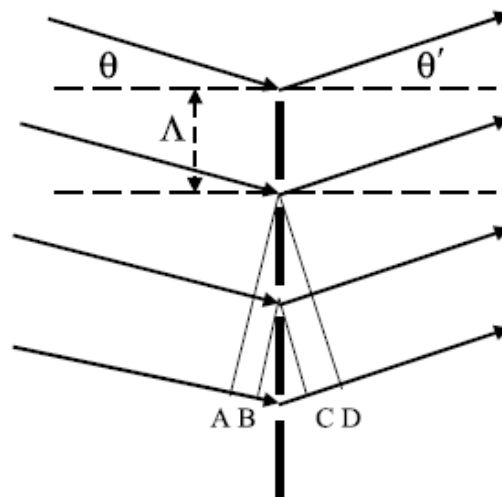


Fig (1.19). Calcul des angles d'ordre de diffraction [I.34]

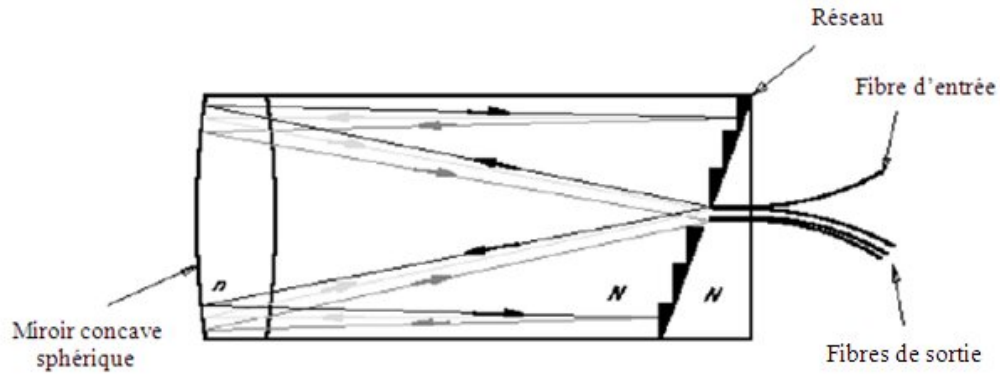


Fig (1.20). Configuration d'un démultiplexeur basé sur un réseau de diffraction avec une correction d'une aberration sphérique causée par un miroir concave sphérique. La correction est faite avec une combinaison de deux matériaux d'indices  $n$  et  $N$  présentant la même valeur de dispersion (Configuration faite par Stimax®) [I.42]

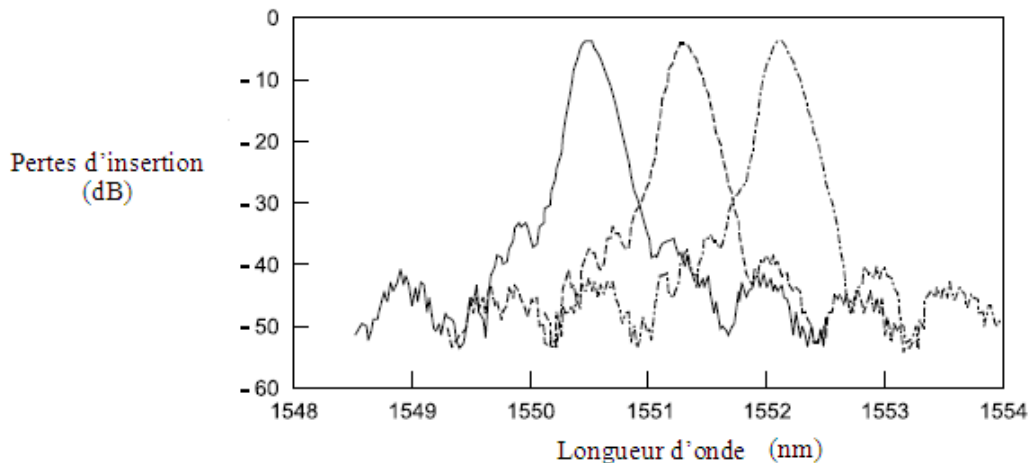


Fig (1.21). Réponse spectrale de trois canaux adjacents avec un espacement inter-canal de 100 GHz (documentation Stimax®) [I.42]

### IV.3.3 Exemple d'un démultiplexeur basé sur un réseau de diffraction

Généralement, les dé/multiplexeurs à base de réseaux sont constitués de trois grandes parties: les éléments d'entrée/sortie (fibre de transmission, les émetteurs et les récepteurs), les dispositifs de focalisation optique et les réseaux dispersifs [I.40-I.41]. Un schéma d'un dé/multiplexeur MDL basé sur un réseau de diffraction est montré sur la fig (1.20). Le nombre de canaux que peut fournir ce dispositif est : 4, 8 jusqu'à 160 canaux avec des espacements inter-canal de 25, 50, 100, 200 et 400 GHz [I.39]. La réponse spectrale de trois canaux adjacents gaussiens avec une séparation de 100 GHz est représentée dans la fig (1.21).

### IV.4 Composants MDL basés sur des réseaux de guides d'onde assemblés

Dans cette section, le principe de fonctionnement d'un Réseau de Guides d'onde Assemblés (RGA) agissant comme un dé/multiplexeur est décrit. La figure (1.22) illustre la structure de ce type de réseau.

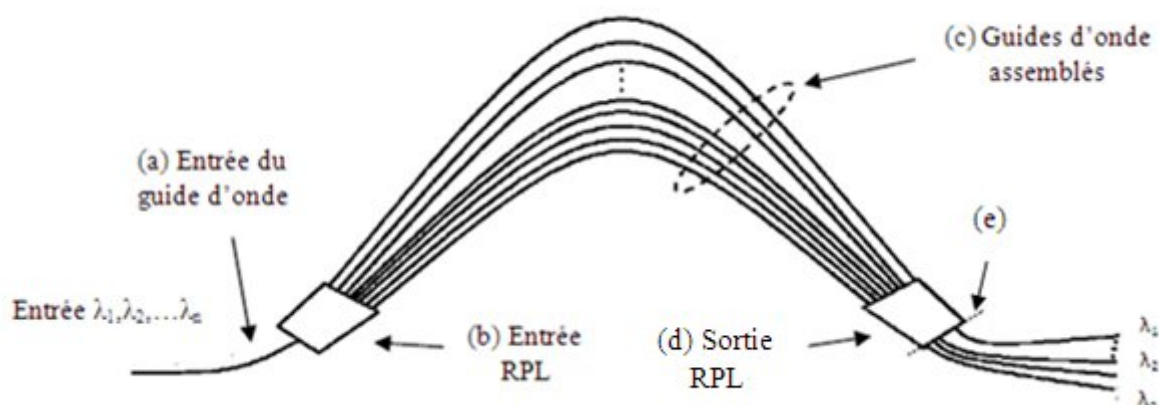


Fig (1.22). Structure d'un démultiplexeur à base de réseau de guides d'onde assemblés [I.45]

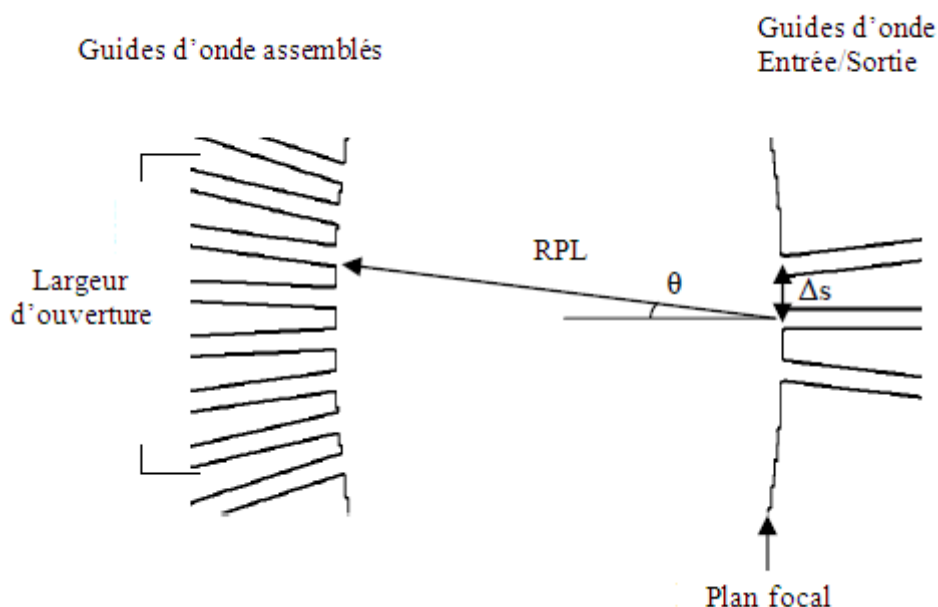


Fig (1.23). Représentation de la région de propagation libre (RPL) entrée/sortie [I.45]

L'entrée (a) est constituée de plusieurs canaux, typiquement entre 8 et 40 canaux dans des composants commercialisés. Les espacements inter-canal couramment utilisés dans ces composants sont 50 GHz et 100 GHz, alors que des espacements de 25 GHz et 10 GHz ont été déjà testés sous des conditions de laboratoire [I.43-I.44]. La longueur d'onde de fonctionnement est 1550 nm où l'atténuation est faible des les fibres optiques. La lumière pénètre à partir de l'entrée du guide d'onde (a) dans la Région de Propagation Libre (RPL) (b) et se disperse pour illuminer les guides d'onde assemblés à partir d'un plan focal (voir fig (1.23)) [I.45].

La longueur de chaque guide d'onde assemblé (GA) augmente par  $\Delta L$ , où  $\Delta L = m \lambda_w / n_{\text{eff}}$ ,  $m$  est un nombre entier,  $\lambda_w$  est la longueur centrale de fonctionnement et  $n_{\text{eff}}$  est

l'indice effectif de réfraction d'un seul mode supporté par chaque guide d'onde formant le RGA [I.46]. Par conséquent, à la longueur d'onde centrale, un profil de phase constant expose à l'extrémité des guides d'onde assemblés un nombre entier de cycles sur le même plan focal, comme il est montré sur la fig (1.23).

Alors, à la fréquence centrale, la lumière est focalisée au centre du plan (e), où un guide d'onde de sortie est positionné pour la capturer. Différentes longueurs d'onde fournissent différentes quantités de changement de phase, et c'est à cause du changement de la longueur du guide d'onde que les phases vont changer à travers le plan de sortie du guide d'onde assemblé, ce qui va causer par la suite un déplacement du point focal à travers le plan focal (e) à la fin de la région de propagation libre (RPL). Un guide d'onde de sortie est positionné sur le plan de sortie pour capter chaque fréquence (canal) entrante [I.46].

#### IV.5 Composants basés sur des interféromètres de Mach-Zehnder

Les démultiplexeurs peuvent être aussi fabriqués en utilisant des interféromètres de Mach-Zehnder cascades. Un interféromètre de Mach-Zehnder est construit à partir de deux coupleurs 2×2 3dB, où les sorties de chaque composant sont connectées aux entrées du second composant.

Une petite différence de marche est fabriquée entre deux bras (voir fig (1.24)). L'interféromètre résultant a une réponse décrite comme suit [I.47]

$$I_0(\nu) = I_1(\nu) \cos^2\left(\nu \frac{n\Delta L\pi}{c}\right) \quad (1.9)$$

où  $\nu$  est la fréquence optique,  $n$  est l'indice de propagation du mode de propagation,  $\Delta L$  est la différence de marche géométrique et  $c$  est la célérité de lumière. L'intensité spectrale d'un canal issu d'un port de sortie de cet interféromètre a alors une forme de  $\cos^2$ . Ce type de composants peut être fabriqué dans des guides d'onde [I.48] ou avec des dispositifs à fibre soudée. Pour obtenir plusieurs canaux individuels, une multitude de composants avec différents espacements sont cascades.

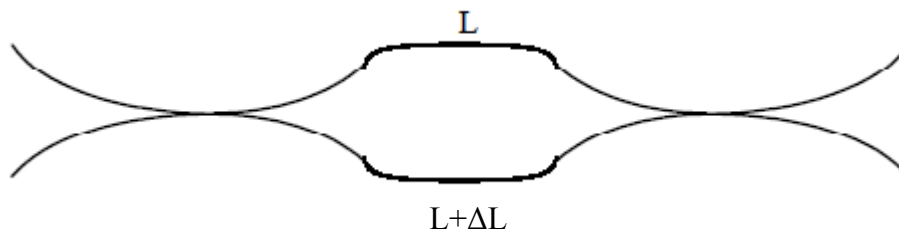


Fig (1.24). Structure d'un interféromètre de Mach-Zehnder [I.14]

Un MUX/DEMUX basé sur un interféromètre de Mach-Zehnder présente quelques inconvénients. Les composants cascades ne fournissent pas une isolation suffisante par eux même, on a besoin donc de filtres additionnels. Ces filtres peuvent être des diélectriques ou des réseaux de Bragg. Un autre désavantage pour quelques fabricants, c'est qu'ils ont besoin d'une stabilisation de température active [I.14].

## IV.6 Filtres optiques accordables

### IV.6.1 Introduction

Les filtres optiques dynamiquement accordables dans une certaine bande de fréquence optique sont utilisés pour augmenter la flexibilité d'un réseau MDL [I.50]. La plupart des filtres accordables fonctionnent avec les mêmes principes utilisés par les filtres passifs décrits dans les sections précédentes. La seule différence est que dans les composants actifs, au moins une seule branche d'un coupleur est modifiée en changeant sa longueur ou son indice de réfraction en lui appliquant un gradient de température, une tension électrique ou une pression mécanique.

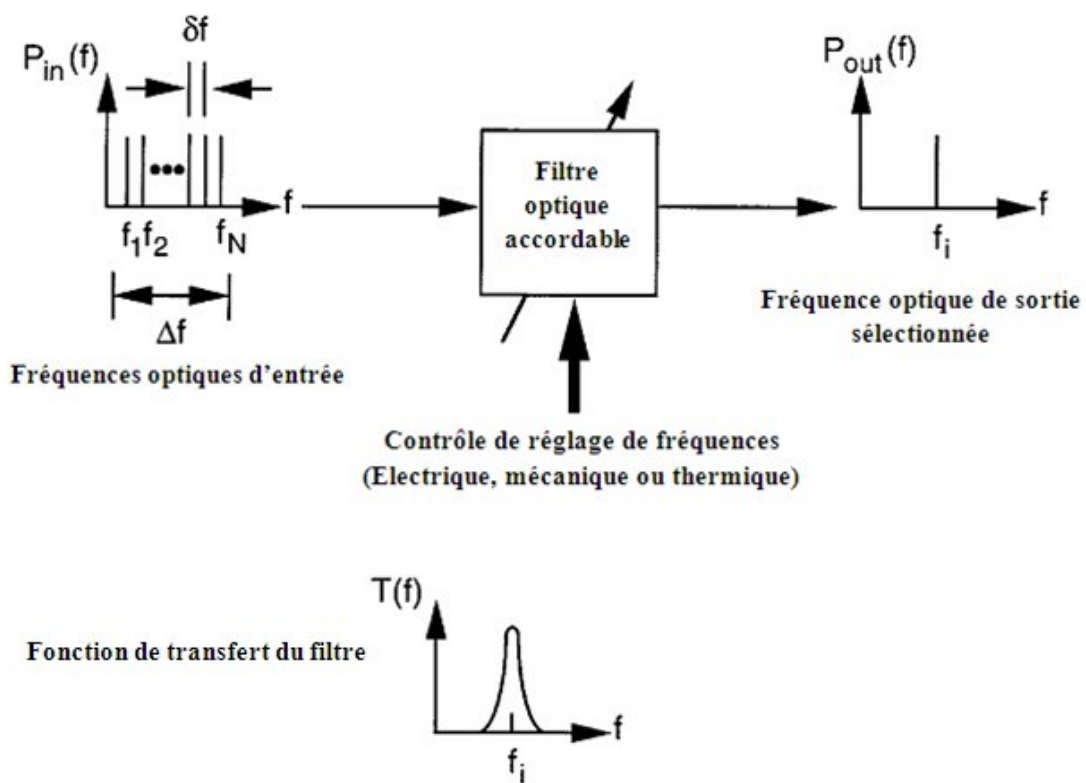


Fig (1.25). Concept de base d'un filtre optique accordable [I.7]

La figure (1.25) montre le concept de base d'un filtre optique accordable. Ce filtre opère sur une gamme de fréquences  $\Delta f$  et il est réglé électriquement pour permettre de faire passer une seule longueur d'onde. Les paramètres principaux de ce système accordable sont les suivants [I.50]

1. L'intervalle de réglage  $\Delta f$  dans lequel le filtre est accordé. Supposant que ce filtre est réglé sur une de ces deux longueurs d'onde 1300 nm ou 1500 nm, alors une bande de 25 THz ( $\Delta\lambda=200$  nm) sera un intervalle de réglage raisonnable pour cette opération. Dans les réseaux où on utilise des amplificateurs optiques basés sur des fibres, un intervalle maximale de réglage de  $\Delta\lambda=35$  nm centré sur 1550 nm (ou  $\Delta f=4.4$  THz centré sur 193.1 THz) est utilisé.
2. L'espacement inter-canal  $\delta f$ , qui est la séparation fréquentielle minimale nécessaire entre les canaux pour garantir une dégradation de diaphonie minimale. Le niveau de signal de la diaphonie par rapport à un canal adjacent est généralement à environ 30 dB au dessous du signal désiré.
3. Le nombre maximal de canaux  $N_{ca}$  est défini par le nombre maximal de canaux équitablement espacés qui peuvent être utilisés dans un intervalle de réglage, à condition de maintenir un bas niveau de diaphonie des canaux adjacents. Le nombre de canaux  $N_{ca}$  est défini comme le rapport entre l'intervalle de réglage total  $\Delta f$  et l'espacement inter-canal  $\delta f$ , il est décrit comme suit

$$N_{ca} = \frac{\Delta f}{\delta f} \quad (1.10)$$

4. La vitesse de réglage désigne le temps que va mettre un filtre pour changer une fréquence par une autre. Pour des applications où la durée de réglage d'un canal est relativement longue (quelques minutes à quelques heures), une vitesse de réglage à milliseconde est suffisante. Cependant, si on décide de commuter un paquet d'informations rapidement alors une vitesse de réglage à microseconde est nécessaire.

Plusieurs technologies ont été déjà étudiées pour concevoir des filtres optiques accordables. Durant l'évolution des méthodologies des systèmes MDL, tout l'intérêt a été focalisé sur des systèmes qui possèdent des espacements inter-canal supérieurs ou égaux à 100 GHz dans la fenêtre de transmission 1550 nm. Les filtres optiques accordables qui possèdent des espacements inter-canal inférieurs ou égaux à 100 GHz incluent les coupleurs directionnels 2×2 [I.51], les interféromètres de Mach-Zehnder [I.52, I.53], les filtres Fabry-Pérot basés sur les fibres [I.54, I.55], les réseaux de guides d'onde assemblés [I.56, I.57], les filtres Fabry-Pérot à cristaux liquide [I.58, I.59], les filtres multi réseaux [I.60, I.61] et les filtres accordables acousto-optiques [I.62, I.63]. Dans cette section, nous décrivons trois types de filtres optiques accordables.

#### IV.6.2 Coupleurs directionnels 2×2 accordables

Ce type de filtre est construit en utilisant de multiples électrodes de contrôle placés sur les guides d'onde de couplage. La figure (1.26) illustre un coupleur directionnel multi-

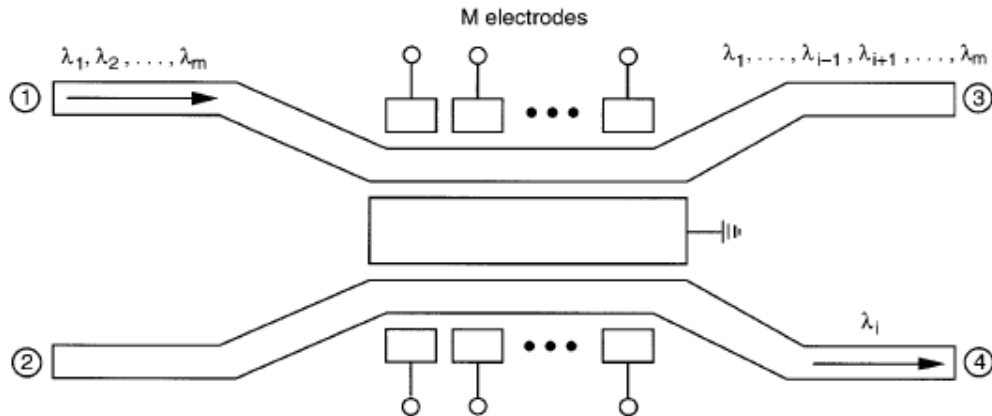


Fig (1.26). Coupleur directionnel multi-électrodes fabriqué sur un crystal  $\text{LiNbO}_3$  [I.7]

électrodes déposé sur un crystal  $\text{LiNbO}_3$ . Pour une opération d'extraction en longueur d'onde, on a  $M$  longueurs d'onde qui vont entrer par le port 1. Une application d'un certain voltage sur les électrodes va changer l'indice de réfraction des guides d'onde. C'est ainsi qu'on va sélectionner une longueur d'onde ( $\lambda_i$ ), qui va être couplée à un second guide d'onde, et par la suite elle va sortir par le port 4. Les longueurs d'onde  $M-1$  restantes passent à travers le composant et sortent par le port 3 [I.7]. Pour insérer une longueur d'onde et la combiner avec un faisceau entrant par le port 1, nous insérons une longueur d'onde  $\lambda_i$  dans le port 2, de telle façon qu'on va créer un couplage au sommet du guide d'onde. Alors, le faisceau multiplexé sort par le port 3 combiné avec les autres longueurs d'onde  $\lambda_1, \dots, \lambda_{i-1}, \lambda_{i+1}, \dots, \lambda_M$  déjà injectées dans le port 1 [I.7].

Les intervalles de réglage de ce type de filtres sont à environ 60 nm avec des largeurs de bande aux allants tours de 1 nm pour chaque canal [I.7].

#### IV.6.3 Filtres multi réseaux accordables

Ces filtres sont utilisés pour ajouter et extraire n'importe quel nombre de  $N$  différentes longueurs d'onde. La figure (1.27) montre le concept de base de ce filtre qui utilise deux circulateurs à trois ports avec une série de réseaux qui fonctionnent en réflexion, réglables électriquement, placés entre ces circulateurs. Chaque réseau est utilisé pour chaque longueur d'onde dans ce système. Le démultiplexeur sépare les longueurs d'onde extraites dans des canaux individuels et le multiplexeur combine les longueurs d'onde pour la transmission sur la fibre.

Ce dispositif fonctionne comme suit: des séries de  $N$  longueurs d'onde entrent par le port 1 du circulateur de gauche et sortent par le port 2. Dans un état où aucun réglage n'ait lieu, chaque réseau est transparent pour toutes les longueurs d'onde. Cependant, lorsqu'un réseau est accordé sur une certaine longueur d'onde, la lumière va être réfléchi par le réseau et entre après par le port 2 du circulateur de gauche, elle sort ensuite par le port 3 pour entrer dans le démultiplexeur. Ceci peut être fait pour n'importe quel nombre désiré de canaux [I.7].

Toutes les longueurs d'onde restantes qui n'ont pas été réfléchies passent par le circulateur de droite. Elles entrent par le port 1 et sortent par le port 2. Pour ajouter ou réinsérer les longueurs d'onde qui ont été déjà rejetées, on injecte ces longueurs d'onde dans

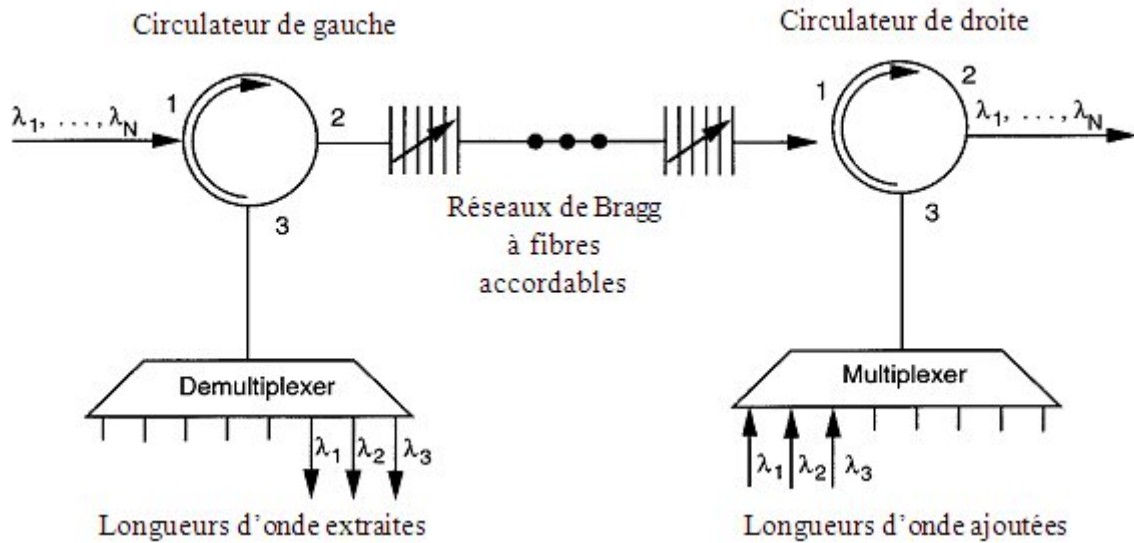


Fig (1.27). Principe de fonctionnement des filtres multi réseaux accordables [I.7]

le port 3 du circulateur de droite. Les longueurs d'onde ajoutées sortent par le port 1 de ce circulateur et traversent les séries de réseaux accordés. Ces réseaux réglables réfléchissent à leur tour chaque longueur d'onde pour la faire retourner au circulateur de droite dans le but de la combiner avec d'autres longueurs d'onde [I.7].

## V. Conclusion

La demande des abonnés pour de grandes largeurs de bande s'est très vite agrandi durant ces dernières années. Le taux d'augmentation des débits de transmission a atteint les 70 % en 2007. Le facteur le plus important qui a fait augmenter cette largeur de bande est les applications vidéo.

La méthode la plus efficace pour augmenter le débit de transmission des données dans une liaison de transmission est d'envoyer simultanément plusieurs longueurs d'onde sur une seule fibre monomode. Le multiplexage de division en longueur d'onde (MDL, ou WDM en anglais) est une technique de transmission qui possède beaucoup d'avantages, parmi lesquels nous citons la flexibilité. Ceci a permis aux fournisseurs de télécommunications d'installer juste les équipements qu'ils ont besoin actuellement, et au fur et à mesure leurs réseaux optiques seront améliorés d'une façon modulaire en fonction des futurs projets.

Les réseaux MDL nécessitent plusieurs composants optiques. Les dispositifs clé d'un système MDL sont les multiplexeurs et les démultiplexeurs optiques. Ils permettent de combiner plusieurs longueurs d'onde en une seule fibre et de les séparer à la fin de cette fibre en réception. Différents types de multiplexeurs ont été présentés dans ce chapitre. Chaque approche a ses propres caractéristiques et elle a bien sur des avantages et des inconvénients, il n'existe plus de solution préférée ou une technologie qui présente un net avantage par rapport aux autres. Le choix d'une technologie d'un multiplexeur dépend principalement des spécifications du système de transmission utilisé. La technique de division de multiplexage en longueurs d'onde est considérée comme une étape très importante pour incrémenter la largeur de bande des systèmes de télécommunications existants, le taux d'augmentation possible peut



atteindre un facteur de 160. Les obstacles majeurs qui peuvent empêcher d'augmenter le nombre de canaux dans un multiplexeur sont les niveaux de diaphonie et d'isolation obtenus, et les pertes optiques dues à l'absorption intrinsèque et au phénomène d'éparpillement de Rayleigh. D'un autre côté, d'autres techniques de modulation et de démodulation plus sophistiquées peuvent être utilisées, alors que la modulation à saut d'amplitude (on-off keying, en anglais) a échoué d'apporter des améliorations en termes de gestion de la largeur de bande de transmission.

## *Chapitre II*

# **ANALYSE DES RÉSEAUX DE BRAGG UTILISÉS DANS LES SYSTÈMES DE TRANSMISSION À MULTIPLEXAGE DE DIVISION EN LONGUEURS D'ONDE**

## I. Introduction

L'utilisation des nouveaux composants à base de fibres optiques dans le secteur des télécommunications a connu un développement important durant ces dernières décennies. Parmi ces composants, nous citons les réseaux de Bragg à base de fibre qui représentent une alternative attirante et moins coûteuse pour des applications comme : le filtrage multi canal, les multiplexeurs à insertion/extraction optiques, la compensation de la dispersion dans une liaison multiplexée en longueur d'onde, etc.

La fibre de Bragg est une variation périodique de l'indice de réfraction à travers une direction de propagation dans le cœur d'une fibre optique. Un réseau de Bragg est fabriqué en exposant le cœur de la fibre à des radiations ultraviolettes périodiques, ceci va induire un changement de l'indice de réfraction à chaque section du réseau.

La théorie des modes couplés est largement utilisée pour analyser la propagation de la lumière dans un guide d'onde faiblement couplé. La fibre de Bragg est un exemple d'une structure de guide d'onde faiblement couplé [II.1]. Les équations des modes couplés qui décrivent la propagation de la lumière dans un réseau sont obtenues par la théorie des modes couplés, les méthodes numériques sont utilisées pour résoudre ces équations. La méthode des matrices de transfert et la méthode de l'intégration numérique directe sont utilisées pour résoudre les équations des modes couplés. Plusieurs techniques ont été utilisées pour concevoir les réseaux de Bragg, nous citons : la technique de masque de phase, la technique point à point et la technique interférométrique [II.1].

Les réseaux de Bragg uniformes ne peuvent pas satisfaire la demande de quelques applications. De nouveaux types de réseaux ont été fabriqués et étudiés par les chercheurs. Les réseaux : à pas variable (chirpés), apodisés et échantillonnés sont des exemples de réseaux modifiés qui vont être analysés et simulés dans ce chapitre.

Le contrôle, la combinaison et le routage de la lumière sont les fonctions principales des réseaux de Bragg dans un système de communication optique. Pour la combinaison de la lumière, les réseaux de Bragg sont utilisés pour combiner différentes longueurs d'onde sur une seule fibre optique mono mode [II.2]. Cette caractéristique des réseaux de Bragg est utilisée dans les systèmes de Multiplexage de Division en Longueur d'onde (MDL, ou WDM en anglais). Différentes longueurs d'onde peuvent être insérées ou extraites dans un système MDL en utilisant la caractéristique de filtrage et de routage de la fibre de Bragg [II.3]

A la fin de ce chapitre, quelques techniques de densification des canaux seront présentées dans le cas d'un réseau de Bragg mono canal et multi canal. Ces canaux peuvent être déplacés vers d'autres longueurs d'onde choisies en soumettant la fibre de Bragg à des contraintes thermiques et mécaniques.

## II. Principes fondamentaux des réseaux de Bragg

### II.1 Introduction

En 1978, au centre de recherche des communications canadien (CRC), Ottawa, Ontario, Canada [II.4], K.O. Hill *et al* ont démontré les changements de l'indice de réfraction dans une fibre optique à base de silice et de germanium en irradiant un faisceau lumineux intense au cœur de la fibre. En 1989, une nouvelle technologie d'écriture des réseaux de

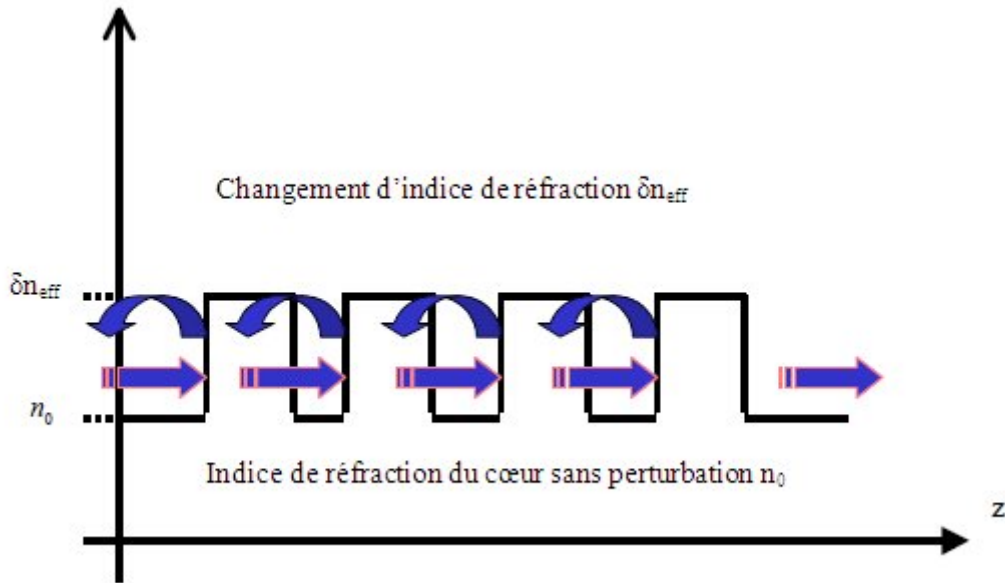


Fig (2.1).Le changement de l'indice de réfraction dans un réseau de Bragg [II.1]

Bragg ; appelée technologie d'écriture par radiations ultraviolettes (UV), a été démontrée par Meltz *et al.* [II.5]. Plusieurs recherches ont été mis en œuvre pour améliorer la qualité et la durabilité des réseaux de Bragg. Ces réseaux sont considérés comme des composants clé pour les communications optiques modernes. Les produits commerciaux des fibres de Bragg ont été disponibles dès l'année 1995 [II.1].

Un réseau de Bragg est une structure avec une perturbation périodique de l'indice de réfraction dans un guide d'ondes. Ces réseaux sont fabriqués en exposant le cœur d'une fibre mono mode à un rayonnement périodique de la lumière UV. Cette exposition induit un changement permanent de l'indice de réfraction dans le cœur de la fibre. L'indice de modulation dépend du rayonnement d'exposition [II.1]. La figure (2.1) montre le changement périodique dans l'indice du cœur. Cette fibre optique de courte longueur avec une modulation d'indice de réfraction est appelée réseau de Bragg.

La modulation de l'indice de réfraction est représentée par l'équation suivante [II.6]

$$n(x, y, z) = \bar{n}(x, y, z) + \delta n(x, y, z) \cos\left(\frac{2\pi}{\Lambda} z\right) \quad (2.1)$$

où  $\bar{n}(x, y, z)$  est l'indice de réfraction moyen du cœur,  $\delta n(x, y, z)$  est la modulation de l'indice de réfraction, et  $\Lambda$  est la période de Bragg.

Une petite quantité de lumière incidente est réfléchiée à chaque changement périodique de l'indice de réfraction. La totalité des ondes lumineuses réfléchies sont combinées en une seule gamme spectrale large de réflexion à une longueur d'onde particulière, lorsqu'un très fort mode de couplage ait lieu. Ceci est appelée la condition de Bragg, et la longueur d'onde sur laquelle la réflexion se produit est appelée la longueur d'onde de Bragg. Seulement les longueurs d'onde qui vont satisfaire la condition de Bragg sont fortement réfléchies. La

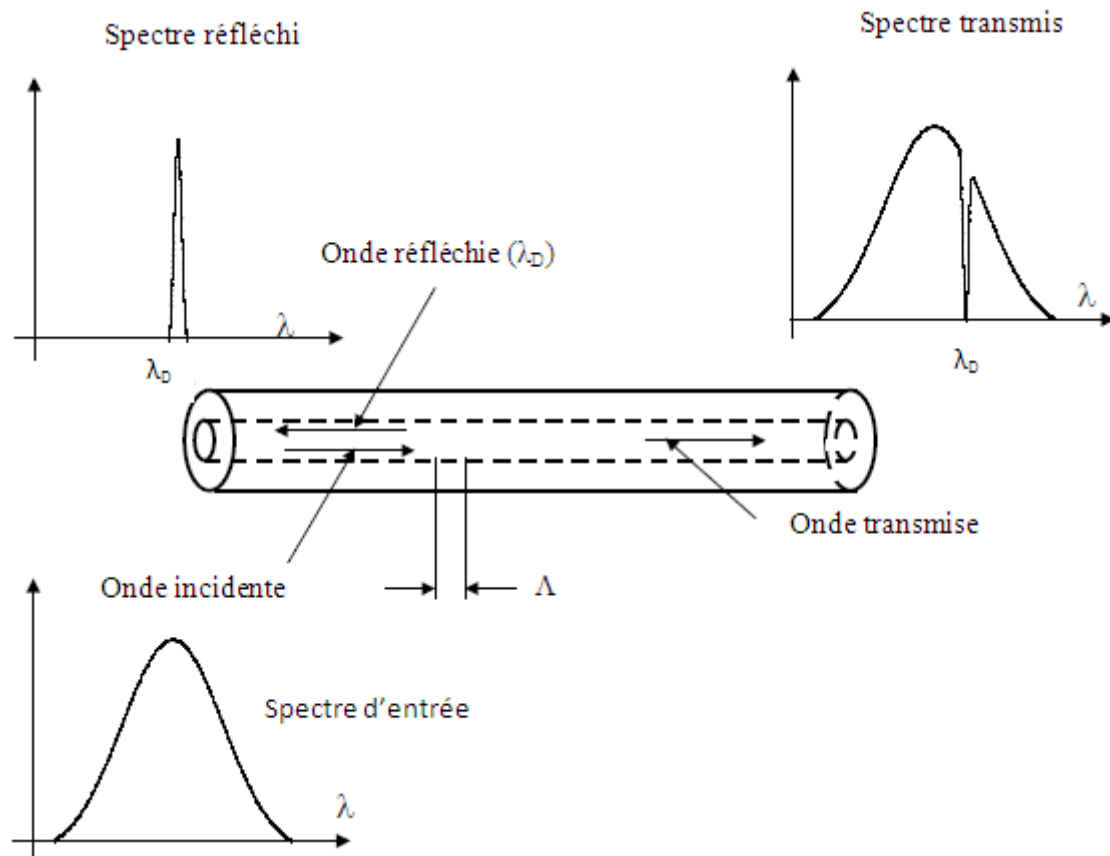


Fig (2.2). Diagramme illustrant les propriétés d'un réseau de Bragg [II.1]

réflectivité de la lumière incidente atteint un pic à la longueur d'onde de Bragg [P.1]. La longueur d'onde de Bragg  $\lambda_D$  est donnée par l'équation [P.2]

$$\lambda_D = 2n_{\text{eff}}\Lambda \quad (2.2)$$

où  $n_{\text{eff}}$  est l'indice effectif de réfraction et  $\Lambda$  est la période de réseau. C'est la condition de la résonance de Bragg. A partir de l'équation (2.2), nous remarquons que la longueur d'onde de Bragg dépend de l'indice de réfraction et de la période de réseau.

Des réseaux à pas longs avec une petite excursion de l'indice de réfraction présentent un haut pic de réflexion et une petite largeur de bande, comme nous pouvons voir sur la Fig (2.2).

Un réseau de Bragg présente beaucoup d'avantages, parmi lesquels nous citons: simple structure, pertes d'insertion faibles, sélectivité en longueur d'ondes large, insensibilité à la polarisation et une compatibilité complète avec les fibres optiques monomodes de transmission. Les réseaux de Bragg uniformes sont des filtres travaillant en réflexion. Suivant chaque application, ces réseaux peuvent avoir des largeurs de bande variant de 0.1 nm à 10 nm. Une réflectivité centrée sur la longueur d'onde Bragg peut être conçue avec un maximum de transmittance inférieur à 1% comme elle peut avoir un maximum de transmittance avoisinant 99%. Les caractéristiques des fibres de Bragg comme la photosensibilité, l'apodisation, la dispersion, le contrôle de la largeur de bande, la température et les réponses

de tractions, la compensation thermique ont tous été utilisés dans les systèmes de transmission optiques et aussi dans les systèmes de détection [II.7].

## II.2 Théorie des modes couplés

En général, nous nous intéresserons à la réponse spectrale d'un réseau de Bragg. Les caractéristiques spectrales de ces réseaux peuvent être modélisées par plusieurs approches. La théorie la plus largement utilisée est celle des modes couplés [II.8-II.9]. La théorie des modes couplés (TMC) est un outil convenable pour décrire la propagation des ondes optiques dans un guide d'ondes avec une variation lente de l'indice à travers la longueur de ce guide d'ondes. Un réseau de Bragg a aussi ce genre de structures. L'idée de base de la TMC est que le champ électrique d'un guide d'ondes avec une perturbation est représenté par une combinaison linéaire des modes d'une distribution de champ sans perturbations [P.2].

Les champs de modes d'une fibre sont représentés par l'équation [II.1]

$$E_{\pm j}(x, y, z) = e_{\pm j}(x, y) \times \exp(\pm i\beta_j z) \quad j=1,2,3,\dots \quad (2.3)$$

où  $e_{\pm j}(x, y)$  est l'amplitude du champ électrique du  $j^{\text{ème}}$  mode de propagation,  $\pm$  représente la direction de propagation, et  $\beta_j$  est appelée la constante de propagation. Généralement, chaque mode a une valeur unique de  $\beta_j$ . Nous considérons implicitement une dépendance temporelle  $\exp(-i\omega t)$  pour les champs où  $\omega$  est la fréquence angulaire. La propagation de la lumière à travers des guides d'ondes optiques est décrite par les équations de Maxwell. Les modes de propagation sont les solutions de ces équations [II.8].

En termes de la TMC, la composante transverse du champ électrique à la position  $z$  dans une fibre perturbée est décrite par une superposition linéaire des modes guidés idéales d'une fibre non perturbée, elle s'écrit sous la forme suivante [P.2]

$$\vec{E}_t(x, y, z, t) = \sum_j [E_j(x, y, z, t) + E_{-j}(x, y, z, t)] \quad (2.4)$$

En substituant l'équation (2.3) du champ modal dans l'équation (2.4), le champ électrique  $\vec{E}_t(x, y, z, t)$  est écrit sous la forme [II.1]

$$\vec{E}_t(x, y, z, t) = \sum_j [A_j^+(z) \exp(i\beta_j z) + A_j^-(z) \exp(-i\beta_j z)] \times \vec{e}_{jt}(x, y) \exp(-i\omega t) \quad (2.5)$$

où  $A_j^+(z)$  et  $A_j^-(z)$  sont les amplitudes des ondes incidentes et réfléchies respectivement ;  $\beta_j$  est la constante de propagation ; et  $\vec{e}_{jt}(x, y)$  est le champ du mode transverse.  $\vec{E}_t(x, y, z, t)$  est l'une des solutions des équations de Maxwell.

L'indice de réseau est dépendant de la direction  $z$  le long de la fibre. L'indice de réfraction  $n(x, y, z)$  dans l'équation (2.1) est écrit comme suit [P1]

$$n(z) = n_0 + \delta n_0 + \delta n(z) \cos\left(\frac{2\pi}{\Lambda} z + \phi(z)\right) \quad (2.6)$$

où l'indice de réfraction moyen  $\bar{n}$  est représenté par  $n_0 + \delta n_0$ , et  $n_0 \gg \delta n_0$ .  $n_0$  est l'indice de réfraction du cœur sans perturbation;  $\delta n_0$  est la modulation d'indice moyenne (inDex Change, DC, en anglais);  $\delta n(z)$  est l'amplitude de la modulation d'indice (Amplitude Change, AC, en anglais);  $\phi(z)$  est la phase de réseau et  $\Lambda$  est la période de réseau.

La distribution du champ électrique dans un réseau,  $\vec{E}_t(x, y, z, t)$ , satisfait l'équation de propagation d'une onde scalaire. Celle-ci est déduite à partir d'une simplification des équations de Maxwell sous une faible approximation, cette équation est donnée par [II.1]

$$[\nabla_t^2 + k^2 n^2(x, y, z) - \beta^2] \vec{E}_t(x, y, z, t) = 0 \quad (2.7)$$

où  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  est la constante de propagation dans le vide.

Le champ électrique  $\vec{E}_t(x, y, z, t)$  et l'indice de réfraction  $n(x, y, z)$  sont substitués dans l'équation de propagation (2.7) pour avoir les équations des modes couplés suivantes [II.1]

$$\frac{dA_n^+}{dz} = i \sum_m A_m^+ (K_{mn}^t + K_{mn}^z) \exp[i(\beta_m - \beta_n)z] + i \sum_m A_m^- (K_{mn}^t - K_{mn}^z) \exp[-i(\beta_m + \beta_n)z] \quad (2.8)$$

$$\frac{dA_n^-}{dz} = -i \sum_m A_m^+ (K_{mn}^t - K_{mn}^z) \exp[i(\beta_m + \beta_n)z] - i \sum_m A_m^- (K_{mn}^t + K_{mn}^z) \exp[-i(\beta_m - \beta_n)z] \quad (2.9)$$

où  $K_{mn}^t(z)$  est le coefficient de couplage transverse entre les modes  $n$  et  $m$ ,  $K_{mn}^t(z)$  est donné par [II.10]

$$K_{mn}^t(z) = \frac{W}{4} \iint_{-\infty}^{\infty} dx dy \Delta \varepsilon(x, y, z) \vec{e}_{m_t}(x, y) \vec{e}_{n_t}^*(x, y) \quad (2.10)$$

Tableau II.1. Applications des réseaux de Bragg [II.1]

<b>Détecteurs à base de fibres</b>
Détecteurs de température, pression et traction [II.10] [II.11] Systèmes de détection à base de fibres de Bragg distribuées [II.12]
<b>Laser à base de fibres</b>
Laser à semi-conducteur à base de réseaux de Bragg [II.13] Laser à semi-conducteurs à base de cavité externe [II.14] Laser à base de fibres dopés Erbium [II.15]
<b>Fibres dédiées pour les systèmes de transmission</b>
Compensation de la dispersion [II.16] Réseaux multiplexés en longueurs d'onde [II.17] Amplificateurs à base de fibres dopées Erbium [II.18] Multiplexeurs à insertion/extraction [II.19][II.20] Réflecteurs d'interférence [II.12] Compression d'une impulsion [II.21] Réglage des longueurs d'onde [II.22] Amplificateurs Raman [II.23] Amplification d'une impulsion chirpée [II.24]

où  $\Delta\varepsilon$  est la perturbation de la permittivité, avec une approximation ( $n \gg \delta n$ ),  $\Delta\varepsilon = 2n\delta n$ .

### II.3 Applications des réseaux de Bragg

Les réseaux de Bragg se retrouvent dans plusieurs types d'applications, notamment dans les lasers, les systèmes de communications et la détection. Notre travail est basé sur l'utilisation d'un réseau de Bragg dans un système de transmission haut débit. Ce réseau est utilisé comme un multiplexeur ou un démultiplexeur dans un système multiplexé en longueurs d'onde, il est aussi intégré dans une liaison optique pour compenser la dispersion chromatique des signaux lumineux transportés par une fibre mono mode de transmission. Les autres applications de ce réseau sont récapitulées dans le Tableau II.1.

### II.4 Modélisation des réseaux de Bragg

Dans la plupart des réseaux de Bragg, le changement d'indice de réfraction est relativement uniforme le long du cœur de la fibre, et il n'y a pas de propagation de modes en dehors du cœur de la fibre. Cela veut dire que les modes se propageant dans la gaine sont négligés. Si on néglige ces modes, le champ électrique de réseau est simplifié par la superposition des modes fondamentaux incidents et réfléchis dans le cœur. La distribution du champ électrique (2.4) le long du cœur est décrite, en termes de modes en contre propagation, par l'équation suivante [II.7].

$$E(x, y, z, t) = [A_j^+(z)\exp(-i\beta_j z) + A_j^-(z)\exp(i\beta_j z)] \times e_i(x, y) \quad (2.11)$$

Nous remplaçons  $E(x, y, z, t)$  de l'équation (2.11) dans les équations des modes couplés (2.8) et (2.9). Ces équations peuvent être simplifiées en deux modes, qui sont décrits comme suit [II.8]

$$\frac{dR(z)}{dz} = i\hat{\sigma}(z)R(z) + ik(z)S(z) \quad (2.12)$$

$$\frac{dS(z)}{dz} = -i\hat{\sigma}(z)S(z) - ik(z)^*S(z) \quad (2.13)$$

où  $R(z) = A^+(z)\exp[i(\delta z - \Phi/2)]$  et  $S(z) = A^-(z)\exp[-i(\delta z + \Phi/2)]$ ,  $R(z)$  est le mode incident,  $S(z)$  est le mode réfléchi,  $\hat{\sigma}$  est le coefficient général de couplage propre (DC) [II.9] et  $k(z)$  représente le coefficient de couplage (AC) qui permet l'échange d'énergie entre les modes [II.9].

Le coefficient de couplage  $k(z)$  et le coefficient général de couplage propre  $\hat{\sigma}(z)$  sont deux paramètres importants dans les équations des modes couplés (2.8) et (2.9). Ce sont des paramètres fondamentaux pour le calcul de la réponse spectrale des réseaux de Bragg.

Le coefficient général de couplage propre (DC) est représenté par la formule suivante [II.1]

$$\hat{\sigma} = \delta + \frac{2\pi}{\lambda} \delta n_{eff} - \frac{1}{2} \frac{d\phi}{dz} \quad (2.14)$$



où  $\frac{1}{2} \frac{d\phi}{dz}$  est la variation de la période optique du réseau, et  $\phi$  est la phase du réseau [II.9]. La syntonisation initiale (detuning, en anglais)  $\delta$  est représentée comme suit [P1]

$$\begin{aligned} \delta &= \beta - \frac{\pi}{\Lambda} \\ &= \beta - \beta_D \quad (2.15) \end{aligned}$$

$$\delta = 2\pi n_{eff} \left( \frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda_D} \right)$$

où  $\lambda_D = 2n_{eff}\Lambda$  est la longueur d'onde conçue de Bragg et  $\delta n_{eff}$  est le changement de l'indice de réfraction.

Le coefficient de couplage  $k(z)$  est représenté par l'équation [P1]

$$k(z) = \frac{\pi}{\lambda} \delta n_{eff} v \quad (2.16)$$

où  $\delta n_{eff}$  est le changement de l'indice de réfraction et  $v$  est la visibilité de frange.

Il n'y a aucun signal d'entrée incident à partir de la partie droite du réseau (fig (2.3)),  $S(+L/2)=0$ , alors qu'un signal connu est incident à partir de la partie gauche du réseau,  $R(-L/2)=1$ . A partir de ces deux conditions, la condition initiale de réseau s'écrit avec les équations (2.17) et (2.18). Les coefficients de réflexion et de transmission sont déduits à partir des conditions initiales et des équations des modes couplés.

Coté gauche:

$$\left\{ \begin{array}{l} S\left(-\frac{L}{2}\right) = ? \\ R\left(-\frac{L}{2}\right) = 1 \end{array} \right\} \quad (2.17)$$

Coté droit :

$$\left\{ \begin{array}{l} R\left(+\frac{L}{2}\right) = ? \\ S\left(+\frac{L}{2}\right) = 0 \end{array} \right\} \quad (2.18)$$

L'amplitude du coefficient de réflexion  $\rho$  est écrite comme suit

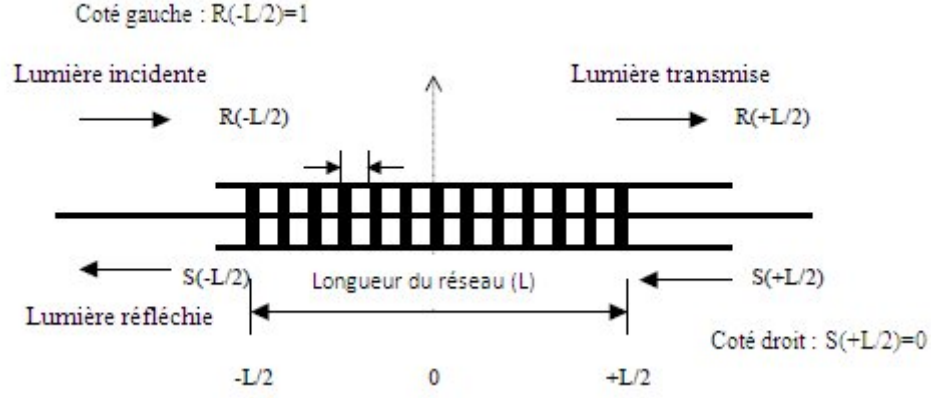


Fig (2.3). Méthode de calcul de la réponse spectrale de réseau [II.1]

$$\rho = \frac{S\left(-\frac{L}{2}\right)}{R\left(-\frac{L}{2}\right)} \quad (2.19)$$

Le coefficient de réflexion en puissance a l'expression suivante

$$r = |\rho|^2 \quad (2.20)$$

## II.5 Réseau de Bragg uniforme

La phase et le coefficient général de couplage propre sont constants dans le cas des réseaux uniformes. Des solutions analytiques des équations (2.12) et (2.13) peuvent exister avec les conditions (2.17) et (2.18) décrites auparavant.

Comme le chirp  $\frac{d\phi}{dz}$  est nul, le coefficient général de couplage propre  $\hat{\sigma}$  est égal à la syntonisation initiale  $\delta$  [II.25].

$$\hat{\sigma} = \delta + \frac{2\pi}{\lambda} \delta n_{\text{eff}} \quad (2.21)$$

La solution du coefficient de réflexion complexe est formulée comme suit [II.25]

$$A^-(z) = \frac{-ik \sinh\left[\gamma_B \left(z - \frac{L}{2}\right)\right]}{i\hat{\sigma} \sinh(\gamma_B L) + \gamma_B \cosh(\gamma_B L)} \quad (2.22)$$

$$A^+(z) = \frac{\gamma_B \cosh\left[\gamma_B \left(z - \frac{L}{2}\right)\right] - i\hat{\sigma} \sinh\left(\gamma_B \left(z - \frac{L}{2}\right)\right)}{i\hat{\sigma} \sinh(\gamma_B L) + \gamma_B \cosh(\gamma_B L)} \quad (2.23)$$

où  $\gamma_B$  est décrite par [II.25]

$$\gamma_B = \sqrt{k^2 - \bar{\sigma}^2} \quad (k^2 > \bar{\sigma}^2) \quad (2.24)$$

$$\gamma_B = i\sqrt{\bar{\sigma}^2 - k^2} \quad (k^2 < \bar{\sigma}^2) \quad (2.25)$$

Le spectre réfléchi est obtenu par la relation suivante [II.25]

$$r(\lambda) = \frac{k^2 \sinh^2(\gamma_B L)}{\bar{\sigma}^2 \sinh^2(\gamma_B L) + \gamma_B^2 \cosh^2(\gamma_B L)} \quad (2.26)$$

La phase de la lumière réfléchie par rapport à celle incidente est obtenue à partir des équations (2.22) et (2.23), elle s'écrit comme suit [II.26]

$$\Phi(\lambda) = \tan^{-1} \left[ \frac{\gamma_B}{\bar{\sigma}} \coth(\gamma_B L) \right] \quad (2.27)$$

A la longueur d'onde de Bragg le réseau présente un pique de réflectivité  $r_{\max}$ , il s'écrit comme suit [II.26]

$$r_{\max} = r(\lambda_D) = \tanh^2(|k|L) \quad (2.28)$$

Il est évident qu'à partir de l'équation (2.28) la réflectivité des réseaux de Bragg peut atteindre 1 si on augmente l'amplitude de la modulation d'indice et la longueur de réseau.

Le délai de groupe et la dispersion d'un réseau sont obtenus à partir de la phase  $\Phi(\lambda)$  du coefficient de réflexion [P1].

Le délai de groupe  $\tau_p$  (en ps) pour la lumière réfléchie dans un réseau est défini par [P1]

$$\tau_p = \frac{d\Phi}{d\omega} = -\frac{\lambda^2}{2\pi c} \frac{d\Phi}{d\lambda} \quad (2.29)$$

La dispersion  $d_p$  (en ps/nm) est définie par [P1]

$$d_p = \frac{2\pi c}{\lambda^2} \frac{d^2\Phi}{d\omega^2} \quad (2.30)$$

## II.6 Méthode des matrices de transfert

Cette méthode a été en premier lieu utilisée par Yamada [II.27] pour analyser les guides d'onde optiques. Cette méthode est aussi utilisée pour analyser un réseau de Bragg. Les équations des modes couplés (2.12) et (2.13) sont résolues par la méthode des matrices de transfert pour un réseau uniforme et non uniforme. La figure (2.4)(a) est la structure idéale de base de la méthode des matrices pour les deux types de réseau. Nous rappelons que si la période  $\Lambda$  est constante la variation de l'indice de réfraction sera constante à chaque section, et donc la matrice de transfert globale du réseau de Bragg est un multiple de toutes les matrices élémentaires ( $F^M$ ) du réseau [II.9].

Un réseau non uniforme (voir fig (2.4)(b)) peut être divisé en plusieurs sections de périodes différentes le long de la fibre. L'onde lumineuse incidente se propage à travers chaque section non uniforme  $i$  qui est décrite par la matrice de transfert  $F_i$ .

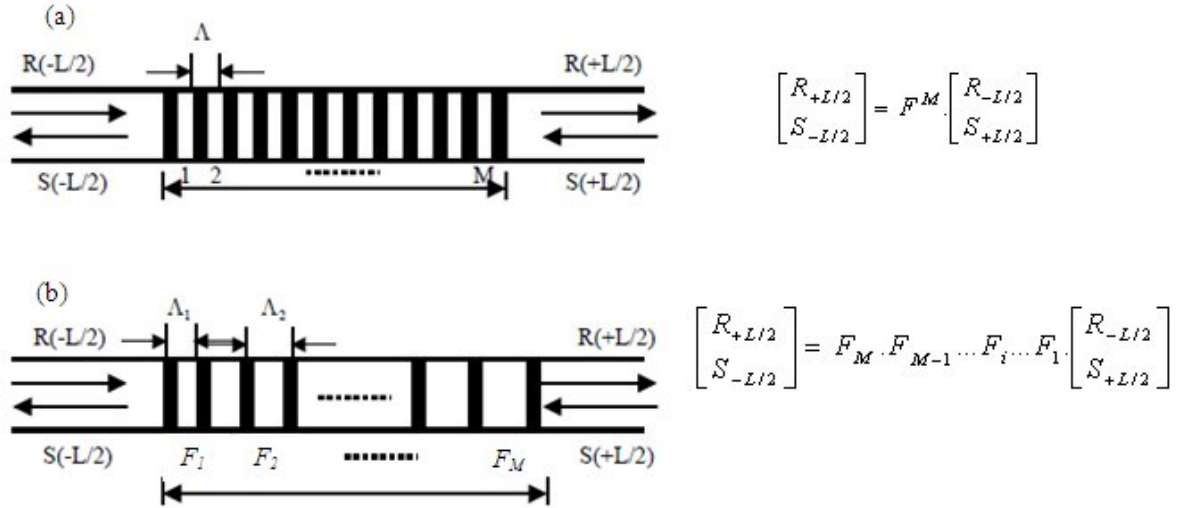


Fig (2.4). Diagramme principal de la méthode des matrices de transfert (a) réseau uniforme  
(b) réseau à pas variable [II.1]

Pour une structure d'une fibre de Bragg, la matrice  $F_i$  est décrite comme suit [II.9]

$$F_i = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_B dz) - i \frac{\hat{\sigma}}{\gamma_B} \sinh(\gamma_B dz) & -i \frac{k}{\gamma_B} \sinh(\gamma_B dz) \\ i \frac{\hat{\sigma}}{\gamma_B} \sinh(\gamma_B dz) & \cosh(\gamma_B dz) + i \frac{\hat{\sigma}}{\gamma_B} \sinh(\gamma_B dz) \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

où  $k$  est défini par l'équation (2.16),  $\hat{\sigma}$  est défini par l'équation (2.14) et  $\gamma_B$  est représentée par les équations (2.24) et (2.25).

L'ensemble de réseau est représenté par [II.1]

$$\begin{bmatrix} R_{+L/2} \\ S_{-L/2} \end{bmatrix} = F_M \times F_{M-1} \times \dots \times F_i \times \dots \times F_1 \times \begin{bmatrix} R_{-L/2} \\ S_{+L/2} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

## II.7 Réseaux de Bragg à pas variable

### II.7.1 Principe de base d'un réseau à pas variable

Un réseau de Bragg chirpé (à pas variable) est un réseau qui possède une période variable. Il y a deux variables qui peuvent être changées pour obtenir un réseau chirpé à partir de l'équation  $\lambda_D = 2n_{\text{eff}}\Lambda$  : Une première qui consiste à changer la période de Bragg ; une autre réside dans le changement de l'indice de réfraction le long de la direction de propagation de la fibre [P1].

La figure (2.5) montre un réseau de Bragg chirpé linéaire. Dans ce cas, la période du réseau varie linéairement avec la position. Ceci fait que le réseau réfléchit différentes longueurs d'onde (ou fréquences) à chaque point à travers le réseau [II.1].

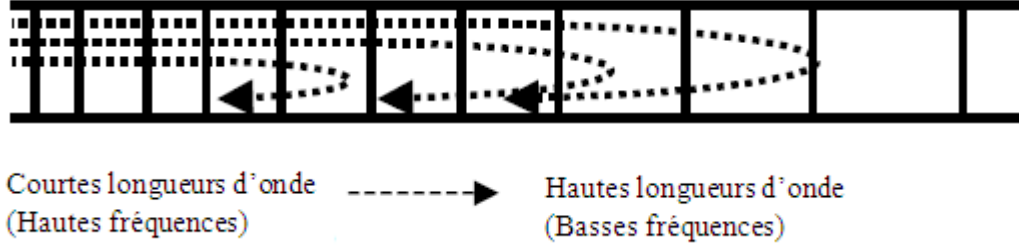


Fig (2.5). Réseau de Bragg chirpé linéaire [II.1]

Le réseau à pas variable est modélisé par la théorie des modes couplés. L'indice de réfraction d'un réseau chirpé a pour expression [II.9]

$$n(x, y, z) = \bar{n}(x, y, z) + \delta n(x, y, z) \cos\left(\frac{2\pi z}{\Lambda} + 2\int_0^z \phi(\xi) d\xi\right) \quad (2.33)$$

où  $\Lambda$  est la période de Bragg, et  $\phi(\xi)$  décrit la phase instantanée du réseau chirpé. Il n'existe pas de solutions analytiques pour les équations des modes couplés pour un réseau chirpé. Cependant, la méthode des matrices de transfert est utilisée pour résoudre ces équations.

Changer l'indice de réfraction  $n_{\text{eff}}$  à travers la direction  $z$  a le même effet lorsqu'on change la période  $\Lambda$  le long de cette direction. Cela veut dire que la période optique est changée, alors que la période physique du réseau est fixée. Le terme de phase  $\frac{1}{2} \frac{d\phi}{dz}$  dans l'équation (2.14) représente un changement de la période optique lorsque la période physique est fixée, il s'écrit comme suit [P3] [P1]

$$\frac{1}{2} \frac{d\phi_{\text{optical}}}{dz} = \frac{4\pi \times n_{\text{eff}} \times b(i)}{\lambda_D^2} \times \frac{d\lambda_D}{db} \quad (2.34)$$

$$\frac{1}{2} \frac{d\phi_{\text{optical}}}{dz} = F \times \frac{b(i)}{L^2} \quad (2.35)$$

$n_{\text{eff}}$  est l'indice effectif de réfraction,  $\frac{d\lambda_D}{db}$  est le taux de changement de la longueur d'onde conçue avec la position dans le réseau (variable chirp),  $F$  est le paramètre chirp et  $L$  est la longueur du réseau.

Le paramètre  $b(i)$  représente la variation linéaire de l'indice de réfraction à chaque section du réseau, il s'écrit comme suit [P4]

$$b(i) = c_{g1}(i-1), i=1 \dots M \quad (2.36)$$

La valeur de  $b(i)$ , initialisée à zéro dans la première section, augmente par l'intermédiaire du chirp  $c_{g1}$  jusqu'à ce qu'elle atteigne un changement maximale de l'indice de réfraction à l'ultime période du réseau, où  $M$  est le nombre de sections.

Le coefficient général de couplage propre (DC) peut aussi s'écrire sous la forme suivante [II.1]

$$\bar{\sigma} = \frac{2\pi n_{eff}}{\lambda} - \frac{\pi}{\Lambda(i)} + \frac{2\pi}{\lambda} \delta n_{eff} \quad (2.37)$$

où  $\Lambda(i)$  est la période physique, elle s'écrit comme suit [P3]

$$\Lambda(i) = \Lambda_0 + c_g(i-1), i=1 \dots M \quad (2.38)$$

$\Lambda_0$  est la période physique initiale et  $c_g$  est le paramètre du chirp de réseau.

Faisons une comparaison entre le chirp de la période physique  $c_g$ , le chirp de l'indice de réfraction  $c_{g1}$  et la variable chirp  $\frac{d\lambda_D}{db}$ , nous avons synthétisé un chirp de période optique (chirp de l'indice de réfraction et variable chirp) à partir d'un chirp de période physique. Nous considérons que la période physique initiale  $\Lambda_0$  est 535.6 nm et le chirp de la période physique  $c_g$  est 0.0335 nm.

Tableau II.2. Paramètres physiques du réseau chirpé simulé

Paramètres du réseau	Figure (2.6)	Figure (2.7)	Figure (2.8)	Figure (2.9)
Longueur du réseau (L (cm))	0.7	0.5	1 0.7 0.5	0.7
Changement de l'indice de réfraction ( $\delta n_{eff}$ )	0.0004	0.0004	0.0004	0.0002 0.0004 0.0006
Indice effectif de réfraction ( $n_{eff}$ )	1.447	1.447	1.447	1.447
Longueur d'onde de Bragg ( $\lambda_D$ ( $\mu\text{m}$ ))	1.550	1.550	1.550	1.550
Variable chirp ( $d\lambda_D/db$ (nm/cm))	-1 +1	-1 -2 -4	-1	-1
Chirp de l'indice de réfraction ( $c_{g1}$ )	0.0047	0.0047	0.0047	0.0047
Nombre de sections (N)	150	150	150	150

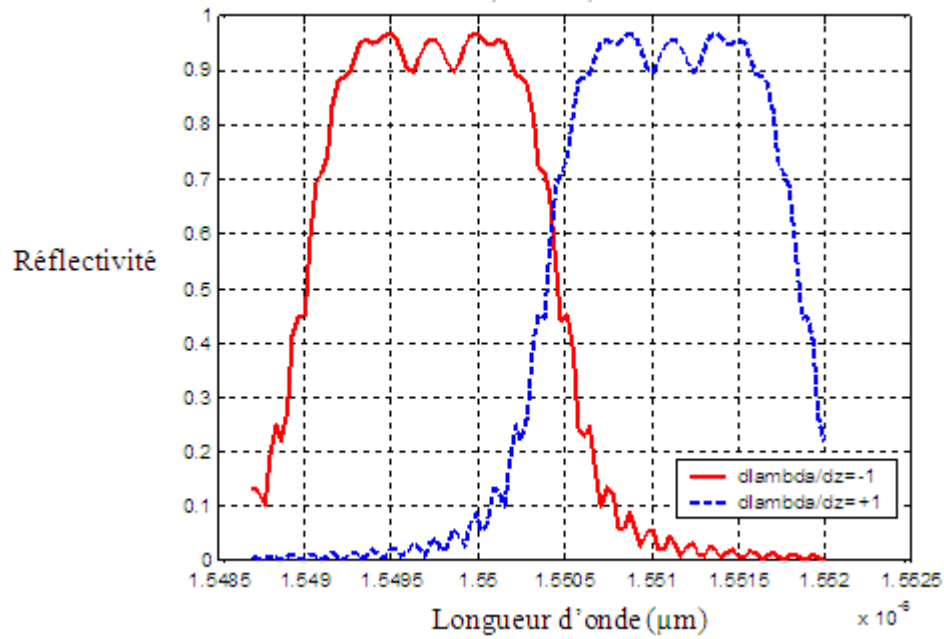


Fig (2.6). Spectres de réflectivité de deux réseaux chirpés avec des valeurs opposées en signe de la variable chirp [P1]

Les valeurs du chirp de l'indice de réfraction  $c_{g1}$  et la variable chirp  $\frac{d\lambda_D}{db}$  reconstruits sont 0.0337 et -1.3821 nm/cm, respectivement.

## II.7.2 Résultats de simulation de la réponse spectrale des réseaux de Bragg à pas variable linéaires

Nous avons conçu un programme sous MATLAB qui simule le réseau chirpé, en variant ses paramètres physiques. Le tableau (II.2) récapitule les valeurs des paramètres utilisées pour la simulation.

### II.7.2.1 Réseaux chirpés linéaires avec différentes variables chirp

La première simulation proposée est celle de deux réseaux avec des valeurs de paramètres physiques similaires, seulement le signe de la variable chirp  $d\lambda_D/db$  est opposé.

La figure (2.6) montre les spectres de réflectivité de deux réseaux à pas variable avec deux valeurs opposées en signe de la variable chirp. Si  $\frac{d\lambda_D}{db}$  est positive, la période du réseau

chirpé augmente à travers la direction de propagation. D'une autre part, si  $\frac{d\lambda_D}{db}$  est négative la

période du réseau diminue. D'après la fig (2.6), nous remarquons que les spectres de réflectivité de ces deux réseaux sont décalés par rapport à la longueur d'onde de Bragg conçue

( $\lambda_D$ ). Si  $\frac{d\lambda_D}{db}$  est négative, la longueur d'onde centrale du réseau se déplace vers la partie

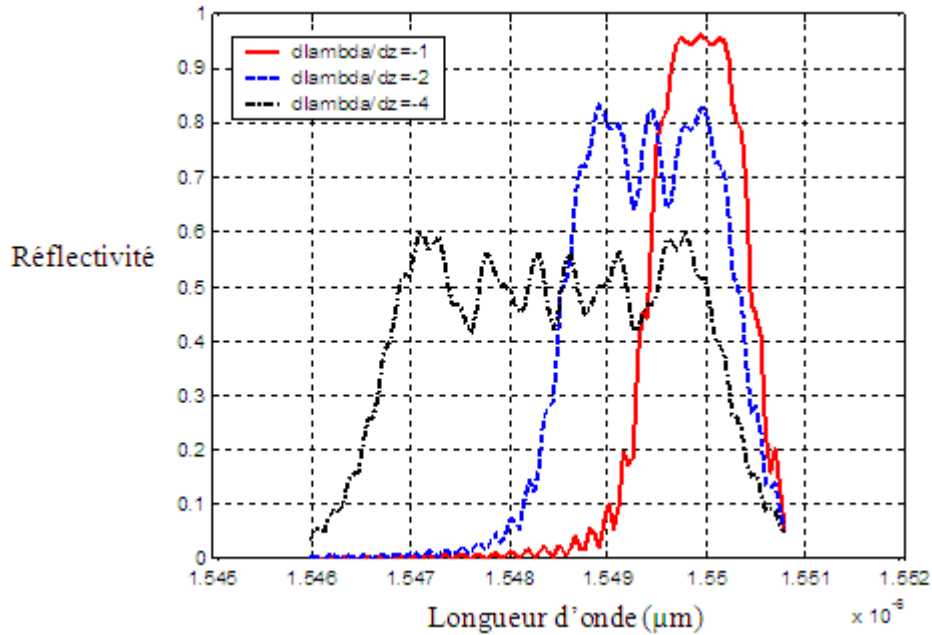


Fig (2.7). Spectres réfléchis de réseaux de Bragg avec différentes valeurs de la variable chirp [P4]

gauche (petites longueurs d'onde). Or, si  $\frac{d\lambda_D}{db}$  est positive, la longueur d'onde centrale du réseau se déplace vers la partie droite (grandes longueurs d'onde). Nous remarquons aussi que les deux réponses spectrales ont la même largeur de bande, mais centrées sur deux longueurs d'onde différentes.

La figure (2.7) montre que la largeur de bande du spectre réfléchi augmente proportionnellement avec la valeur de la variable chirp  $\frac{d\lambda_D}{db}$ . Nous notons que l'augmentation de la largeur de bande spectrale résulte en une réflectivité réduite en même temps. A partir de la figure (2.7) nous remarquons que plus on augmente la variable chirp, plus les spectres réfléchis sont décalés par rapport à la longueur d'onde de Bragg.

### II.7.2.2 Réseaux chirpés linéaires avec différentes longueurs

La figure (2.8) présente les spectres réfléchis de trois réseaux chirpés linéaires avec différentes longueurs. Dans cette simulation, nous prenons la même valeur de la variable chirp pour les trois réseaux. Le maximum de réflectivité des trois réseaux est le même, alors que la longueur de la fibre de Bragg est croissante. La largeur de bande croît proportionnellement avec la longueur de réseau.

### II.7.2.3 Réseaux chirpés linéaires avec différents changements d'indice de réfraction

La figure (2.9) présente les spectres réfléchis de trois réseaux chirpés linéaires avec différents changements d'indice de réfraction  $\delta n_{eff}$ .



La réflectivité des réponses spectrales croît avec l'augmentation des valeurs du changement de l'indice de réfraction ( $\delta n_{\text{eff}}$ ). Nous remarquons aussi une augmentation significative de la largeur de bande de chaque spectre. Dans cette simulation, la valeur de la variable chirp est constante ( $\frac{d\lambda_D}{db} = -1$ ).

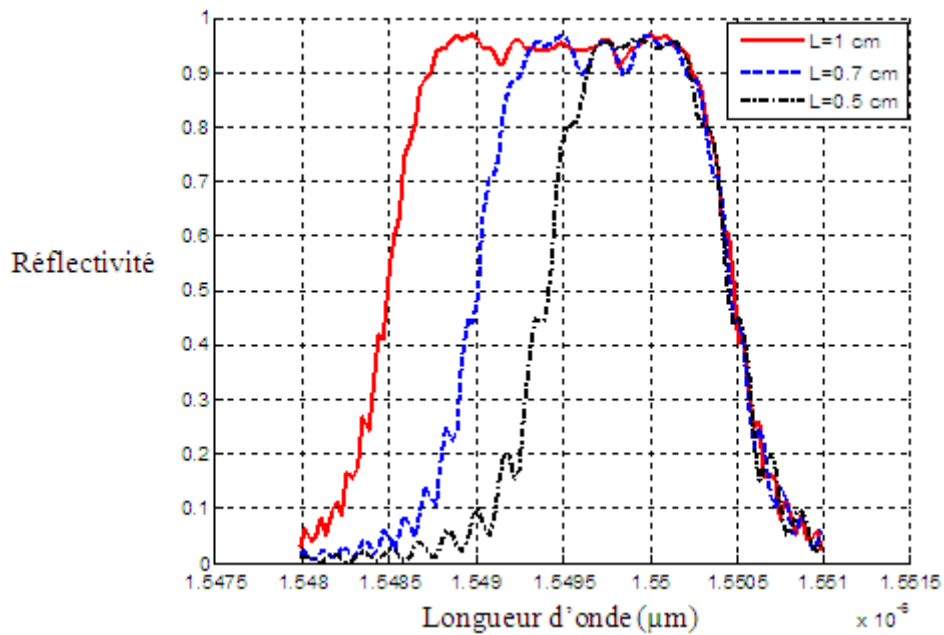


Fig (2.8). Spectres réfléchis de trois réseaux chirpés linéaires avec différentes longueurs [P1]

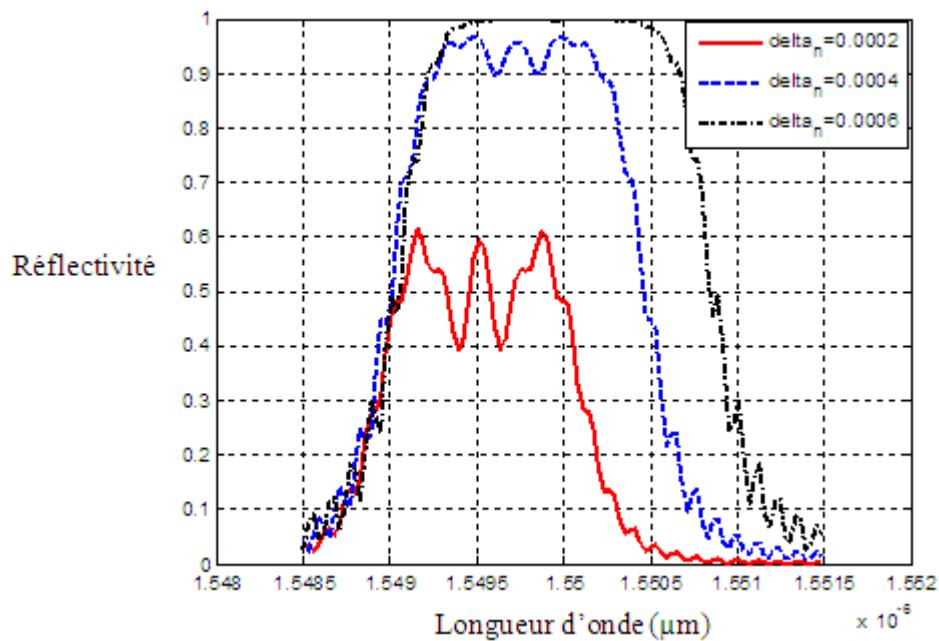


Fig (2.9). Spectres réfléchis de trois réseaux chirpés avec différents changements d'indice de réfraction [P1]

L'augmentation de  $\delta n_{\text{eff}}$  est limitée par la technologie de fabrication des réseaux de Bragg. Ce paramètre peut seulement être varié dans une certaine bande limitée [II.1].

#### II.7.2.4 Relation entre la variable chirp, le paramètre chirp et la longueur d'onde centrale

La longueur d'onde centrale est un paramètre très important dans un réseau de Bragg. Elle dépend du paramètre chirp ou de la variable chirp, du changement de l'indice de réfraction et de la longueur du réseau. Dans cette partie, nous allons montrer les relations directes entre la longueur d'onde de Bragg et les autres paramètres du réseau.

Les figures (2.10) et (2.11) montrent la relation entre la longueur d'onde conçue et la variable chirp, et entre la longueur d'onde de Bragg et le paramètre chirp, respectivement. Plus nous augmentons les valeurs de la variable chirp ou le paramètre chirp plus le taux de déplacement de la longueur d'onde centrale ( $\delta\lambda_D$ ) devient plus grand. La relation entre ces paramètres est donc linéairement proportionnelle. Cette caractéristique peut être utilisée pour concevoir un réseau accordable en longueur d'onde.

### II.8 Réseaux de Bragg apodisés

#### II.8.1 Principe de base des réseaux apodisés

Le changement de l'indice de réfraction dans un réseau uniforme est constant. Le spectre réfléchi d'un réseau de Bragg d'une longueur finie avec une modulation uniforme de l'indice de réfraction est accompagné par de séries de lobes secondaires et des rides [II.28].

La figure (2.12) montre un spectre réfléchi d'un réseau uniforme contenant des lobes secondaires. Il faut donc trouver une solution pour éliminer ce bruit et améliorer la réponse

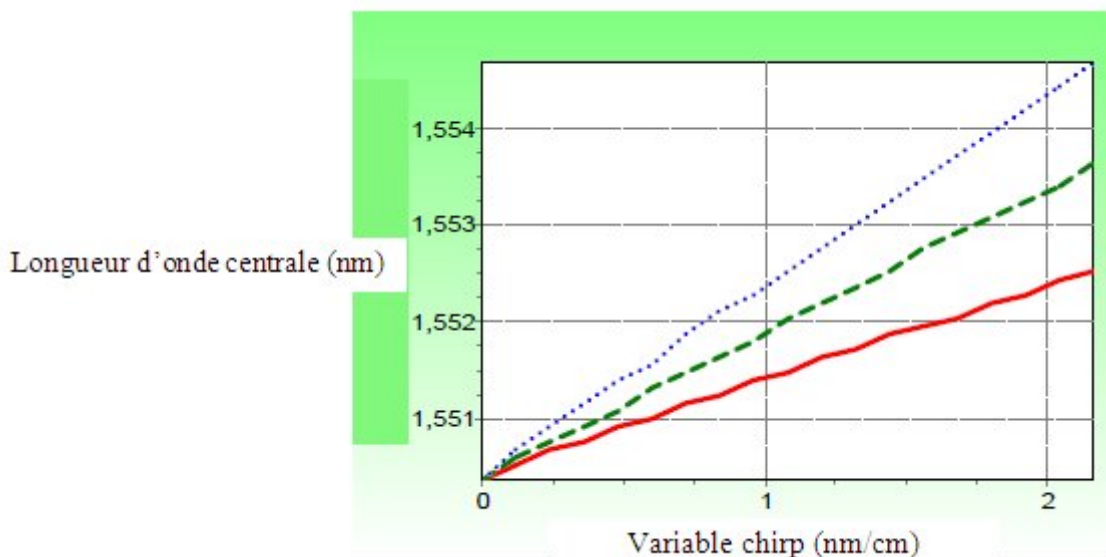


Fig (2.10). Relation entre la longueur d'onde centrale et la variable chirp pour trois réseaux de Bragg avec différentes longueurs:  $L = 10000(\mu\text{m})$  (ligne solide),  $L = 15000(\mu\text{m})$  (ligne en tirets),  $L = 20000(\mu\text{m})$  (ligne en points tillés), paramètres physiques:  $n_{\text{eff}} = 1.447$ ,  $\delta n_{\text{eff}} = 0.0004$  et  $\lambda_D = 1550 \text{ nm}$  [II.1]

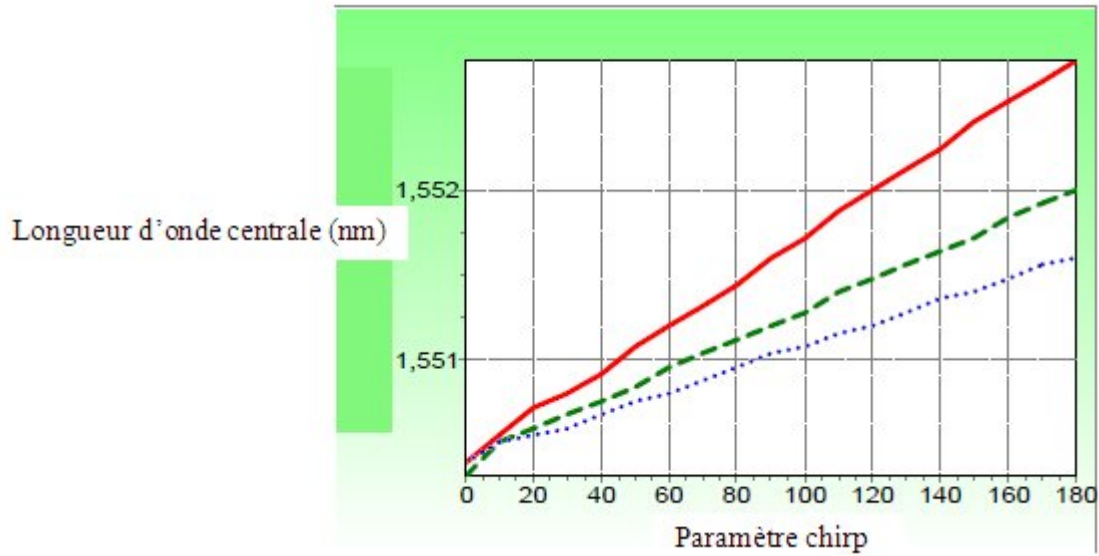


Fig (2.11). Relation entre la longueur d'onde centrale et le paramètre chirp pour trois réseaux de Bragg avec différentes longueurs:  $L = 10000(\mu\text{m})$  (ligne solide),  $L = 15000(\mu\text{m})$  (ligne en tirets),  $L = 20000(\mu\text{m})$  (ligne en points tillés), paramètres physiques:  $n_{\text{eff}} = 1.447$ ,  $\delta n_{\text{eff}} = 0.0004$  et  $\lambda_D = 1550 \text{ nm}$  [II.1]

spectrale de ce réseau. Pour remédier à ce problème nous utilisons l'apodisation [II.9]. L'apodisation ou couplage variable est obtenue en exposant les contours des sections de réseau à des radiations UV d'intensités variables dans le but de réduire les excursions de l'indice de réfraction du centre de réseau vers ses deux extrémités (voir fig (2.13)).

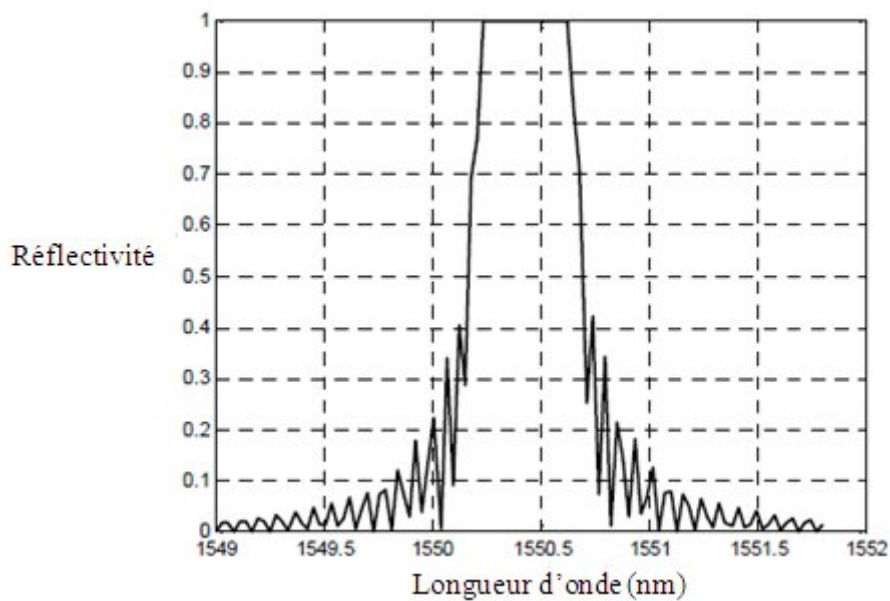


Fig (2.12). Réflectivité d'un réseau uniforme [P1]

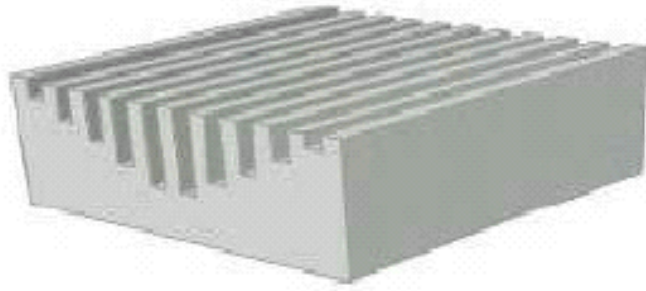


Fig (2.13). Structure générale d'un réseau apodisé [II.1]

### II.8.2 Fonctions d'apodisation

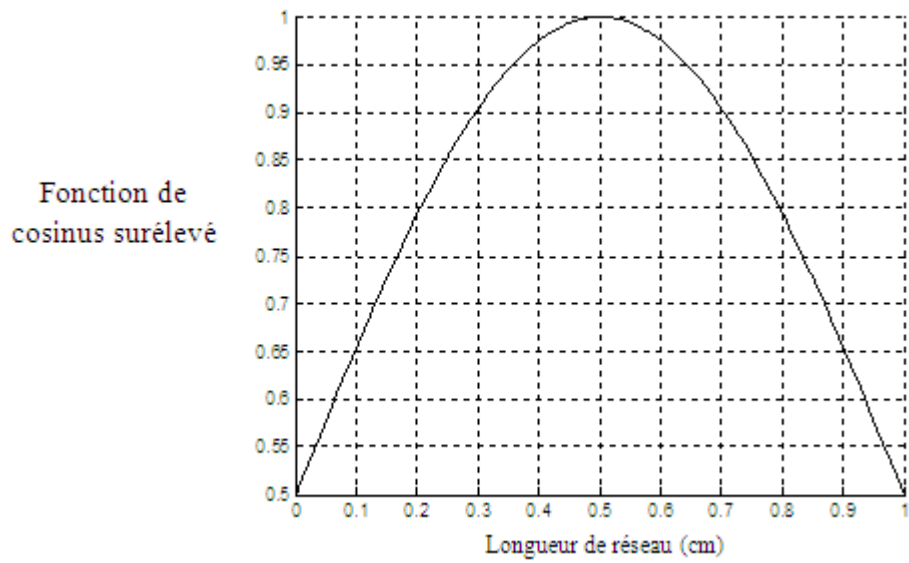


Fig (2.14). Fonction en cosinus surélevé ( $\alpha_{rc}=0.5$ )

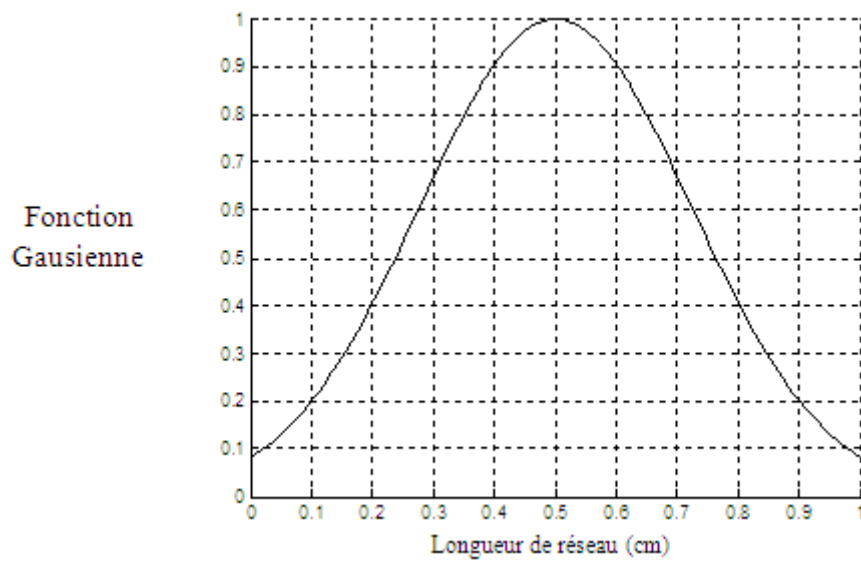


Fig (2.15). Fonction Gaussienne ( $\alpha_g=10$ )

Fonction de sinc

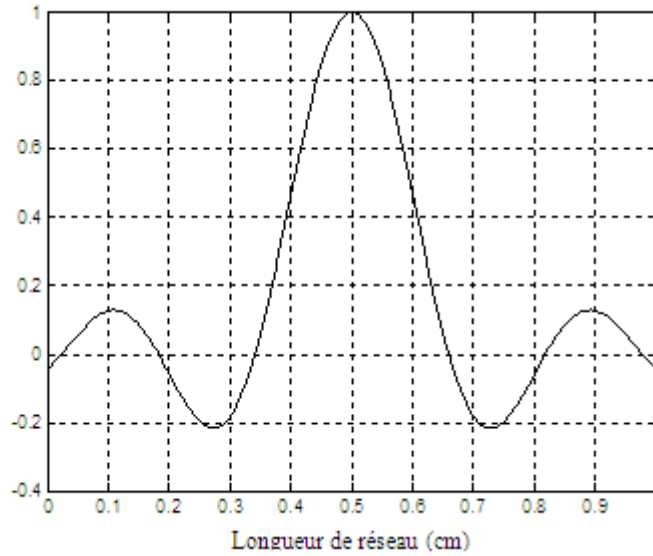


Fig (2.16). Fonction en sinc

L'effet d'apodisation est représenté par une fonction  $g(z)$ , ce terme est introduit pour faire varier le coefficient de couplage  $k(z)$ . L'expression du coefficient devient alors [P1]

$$k(z) = \frac{\pi}{\lambda} \delta n_{eff} \times g(z) \times v \quad (2.39)$$

où  $g(z)$  est la fonction de modulation (appelée aussi fonction d'apodisation). Généralement, cette fonction peut prendre une allure Gaussienne ou en Cosinus. Elle est égale à 1 dans le cas d'un réseau uniforme.

Les figures (2.14), (2.15), (2.16) et (2.17) représentent les graphes de la fonction cosinus surélevé, la fonction Gaussienne, la fonction en sinus cardinal et la fonction de Blackman, respectivement.

Fonction de Blackman

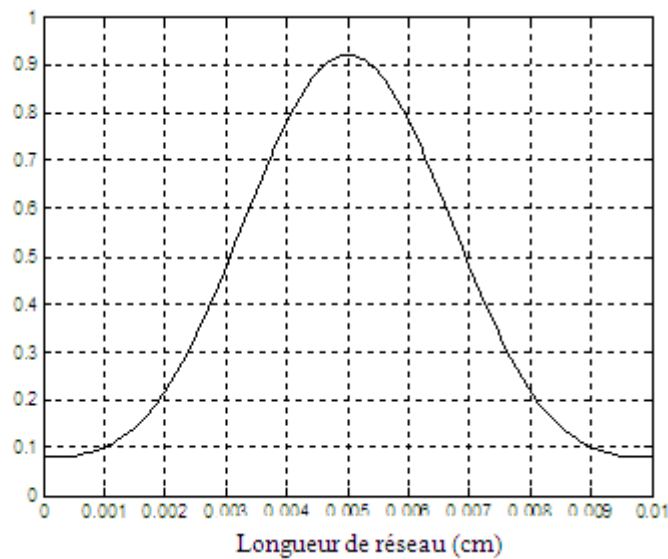


Fig (2.17). Fonction de Blackman (B=0.2)

Les fonctions d'apodisation sont citées ci-dessous:

- Fonction en cosinus surélevé [P1]

$$g(z) = \alpha_{rc} \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi \left( z - \frac{L}{2} \right)}{L} \right) \right], \quad z \in [0, L] \quad (2.40)$$

où  $\alpha_{rc}$  est le paramètre du cosinus surélevé et  $L$  est la longueur du réseau.

- Fonction Gaussienne [II.29]

$$g(z) = \exp \left[ -\alpha_g \left( \frac{z - \frac{L}{2}}{L} \right)^2 \right], \quad z \in [0, L] \quad (2.41)$$

où  $\alpha_g$  est le paramètre de Gauss.

- Fonction en sinc [II.30]

$$g(z) = \sin c \left( \frac{z - \frac{L}{2}}{\frac{L}{2\pi}} \right), \quad z \in [0, L] \quad (2.42)$$

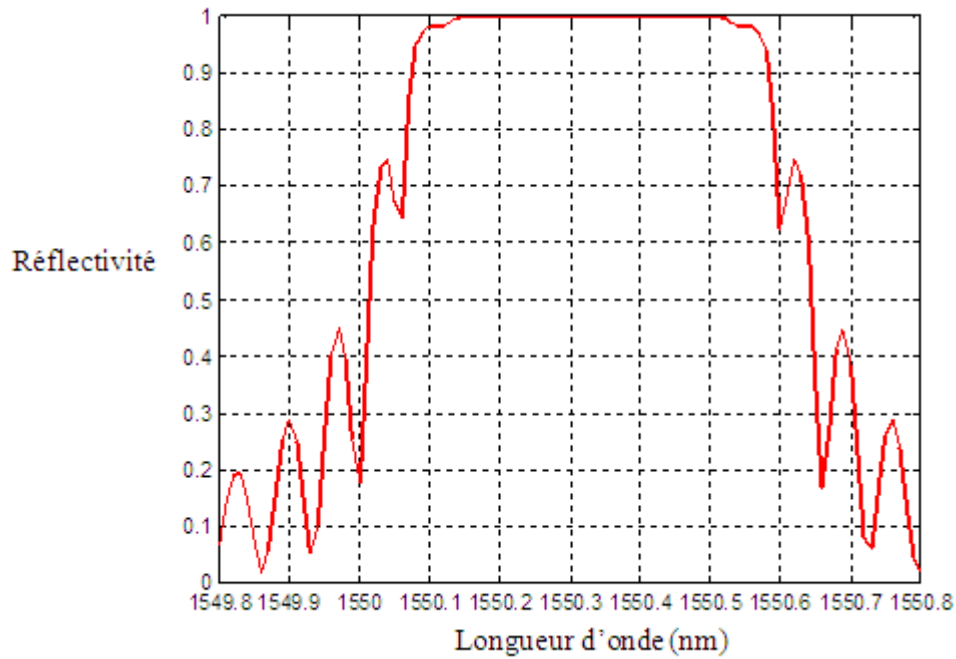
- Fonction de Blackman [II.1]

$$g(z) = \frac{1 + (1 + 0.01) \times \cos \left( 2\pi \times \left( \frac{z - \frac{L}{2}}{L} \right) \right) + B \cos \left( 4\pi \times \left( \frac{z - \frac{L}{2}}{L} \right) \right)}{2 + 2B}, \quad z \in [0, L] \quad (2.43)$$

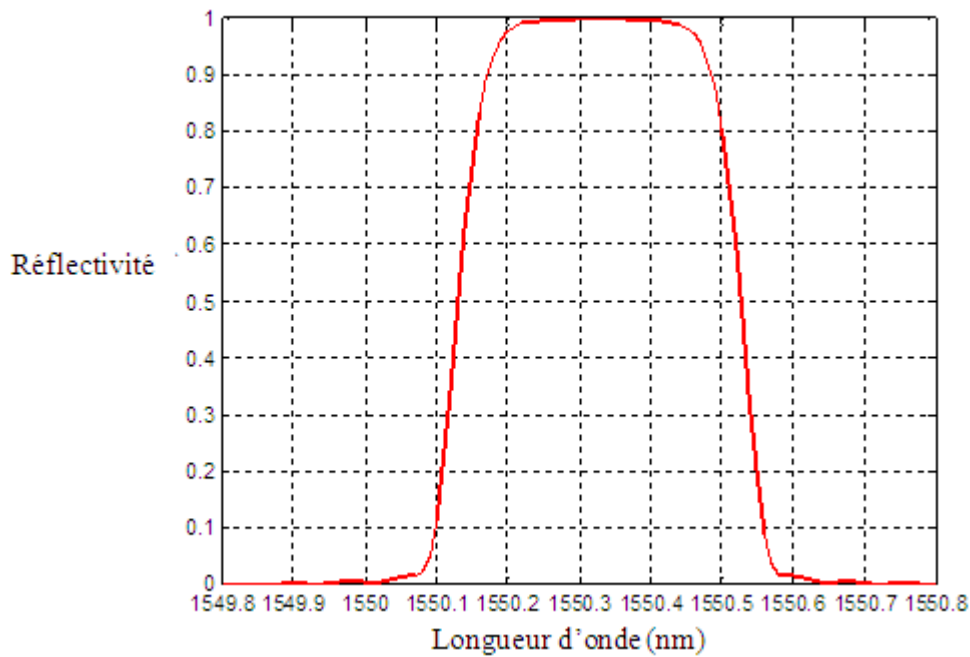
où  $B$  est le paramètre de Blackman.

La figure (2.18) illustre la différence entre un réseau non apodisé et un autre réseau apodisé en cosinus surélevé. Nous remarquons une apparition des lobes secondaires sur la réponse spectrale d'un réseau non apodisé. En variant le coefficient de couplage suivant la fonction de cosinus surélevé nous remarquons la disparition des lobes secondaires (voir Fig. (2.18)(b)).

La figure (2.19) montre la réflectivité et la dispersion de quatre réseaux apodisés avec différentes valeurs du paramètre de Gauss. La largeur de bande du spectre est réduite en augmentant la valeur du paramètre de Gauss. Ce paramètre affecte donc la bande passante du spectre de réseau. Nous notons aussi que les fluctuations présentes sur l'allure de la dispersion disparaissent en augmentant la valeur du paramètre de Gauss (voir fig (2.19)(b)).



(a) Réseau chirpé non apodisé



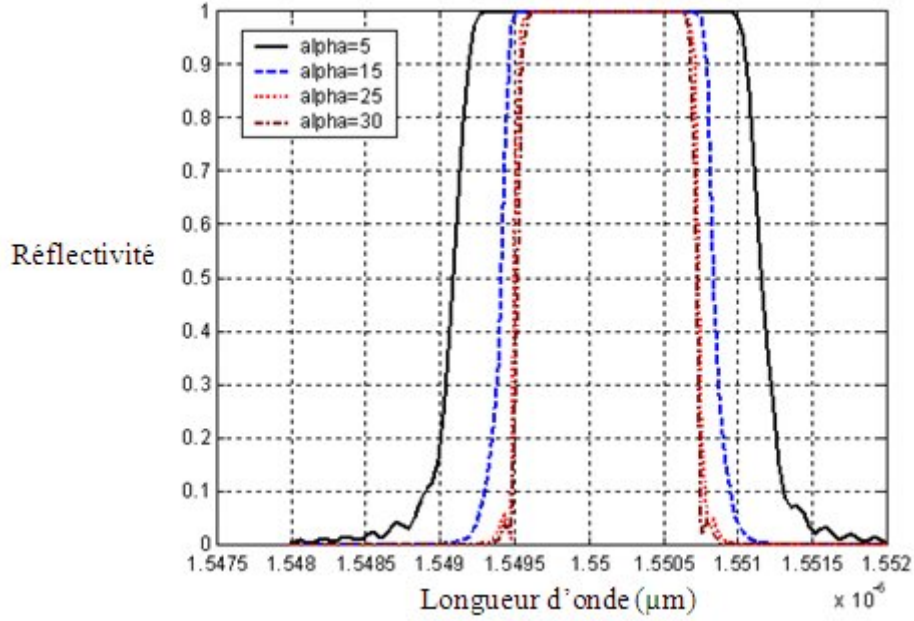
(b) Réseau chirpé apodisé en cosinus surélevé

Fig (2.18). Spectres réfléchis d'un réseau chirpé (a) non apodisé (b) apodisé en cosinus surélevé

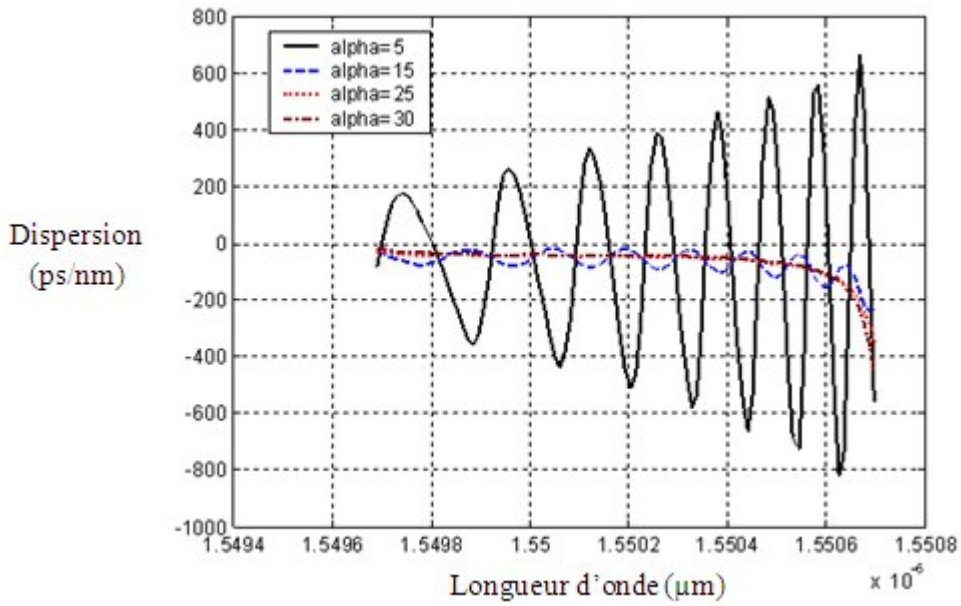
## II.9 Réseaux de Bragg échantillonnés

### II.9.1 Principe de base

La figure (2.20) illustre une comparaison entre la structure générale d'un réseau échantillonné et celle d'un réseau mono canal. Un réseau multi canal est caractérisé par une



(a) Réflectivité



(b) Dispersion

Fig (2.19). Représentation du (a) spectre réfléchi et (b) de la dispersion de quatre réseaux apodisés gaussiens

période d'échantillonnage  $L_A$ , et un intervalle exposé à des radiations UV de longueur  $dz$ . Nous définissons le paramètre  $R_a$  qui est le rapport entre la longueur d'une section de réseau et la période d'échantillonnage [P2]

$$R_a = \frac{dz}{L_A} \quad (2.44)$$



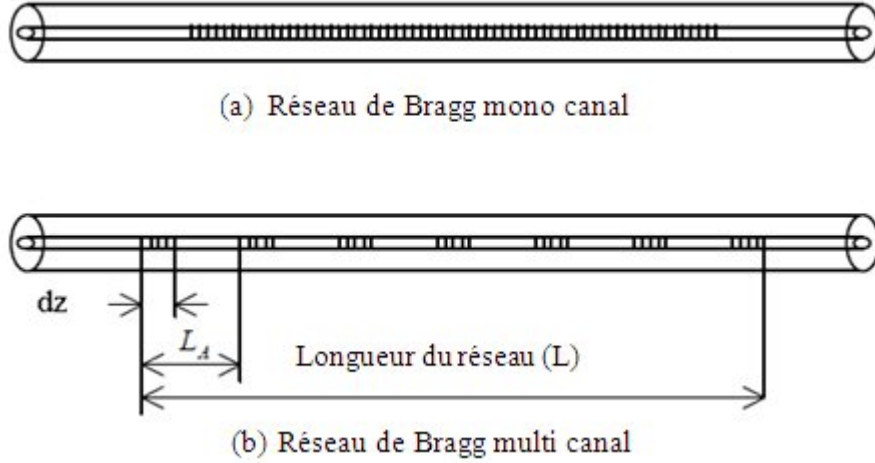


Fig (2.20). Structure générale d'un réseau de Bragg (a) mono canal (b) multi canal [P1]

L'intervalle  $L_A - dz$  n'est pas exposé à la lumière UV, il peut être représenté par une matrice de décalage de phase [P1]

$$F_{p_i} = \begin{bmatrix} \exp\left(\frac{-i\phi_{p_i}}{2}\right) & 0 \\ 0 & \exp\left(\frac{+i\phi_{p_i}}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

où  $\phi_{p_i}$  est le décalage de phase, il s'écrit comme suit [P3]

$$\phi_{p_i} = \frac{4\pi n_{\text{eff}}}{\lambda} \Delta z \quad (2.46)$$

et  $\Delta z$  représente l'intervalle  $L_A - dz$ .

Un réseau de Bragg échantillonné est simulé en utilisant la méthode des matrices de transfert. Nous obtenons une nouvelle matrice en multipliant les matrices (2.45) et (2.31) [II.1].

$$F_{S_i} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_B dz) - i \frac{\hat{\sigma}}{\gamma_B} \sinh(\gamma_B dz) \exp\left(\frac{-i\phi_{p_i}}{2}\right) & -i \frac{k}{\gamma_B} \sinh(\gamma_B dz) \exp\left(\frac{i\phi_{p_i}}{2}\right) \\ i \frac{\hat{\sigma}}{\gamma_B} \sinh(\gamma_B dz) \exp\left(\frac{-i\phi_{p_i}}{2}\right) & \cosh(\gamma_B dz) + i \frac{\hat{\sigma}}{\gamma_B} \sinh(\gamma_B dz) \exp\left(\frac{i\phi_{p_i}}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

## II.9.2 Techniques de densification des canaux

Il existe de nombreuses méthodes pour augmenter le nombre de canaux dans un réseau échantillonné. Dans les sections suivantes nous allons présenter les techniques largement utilisées.

### II.9.2.1 Changement de la période d'échantillonnage

L'espacement fréquentiel entre deux canaux adjacents s'écrit comme suit [II.31]

$$\Delta f = \frac{c}{2n_{\text{eff}}L_A} \quad (2.48)$$

Par conséquent, l'espacement en longueur d'onde est défini comme suit [P4]

$$\delta\lambda = \frac{\lambda^2}{2n_{\text{eff}}L_A} \quad (2.49)$$

Le nombre de canaux d'un réseau échantillonné est défini par le rapport entre la bande passante totale d'un réseau mono canal (non échantillonné)  $\Delta\lambda$  et l'espacement en longueur d'onde  $\delta\lambda$  [II.31].

$$N_{ca} = \frac{\Delta\lambda}{\delta\lambda} \quad (2.50)$$

Nous définissons la bande passante totale d'un réseau par l'expression suivante [II.31]

$$\Delta\lambda = \frac{\delta n_{\text{eff}}}{n_{\text{eff}}} \sqrt{1 + \left( \frac{\lambda}{\delta n_{\text{eff}} dz} \right)^2} \quad (2.51)$$

Avec  $\delta n_{\text{eff}}$  étant le changement de l'indice de réfraction et  $dz$  est la longueur d'une section de réseau. Supposons que  $\frac{\lambda}{\delta n_{\text{eff}} dz} \gg 1$ , l'équation (2.51) devient alors [II.31]

$$\Delta\lambda \approx \frac{\lambda^2}{n_{\text{eff}} dz} \quad (2.52)$$

A partir des équations (2.49) et (2.52), le nombre de canaux d'un réseau échantillonné est décrit par l'équation suivante [II.31]

$$N_{ca} = \frac{2}{R_a} - 1 \quad (2.53)$$

Un espacement en longueur d'onde entre deux canaux voisins est déterminé par la période d'échantillonnage. Un espacement fréquentiel d'un réseau de Bragg échantillonné fonctionnant à 200 GHz ( $\delta\lambda=1.6$  nm), 100 GHz ( $\delta\lambda=0.8$  nm), 50 GHz ( $\delta\lambda=0.4$  nm) et 25 GHz ( $\delta\lambda=0.2$  nm) correspond à une période d'échantillonnage de 0.517 mm, 1.0267 mm, 2.0534 mm et 4.1068 mm, respectivement.

Les figures (2.21), (2.22) et (2.23) présentent les spectres des canaux réfléchis de trois réseaux de Bragg chirpés apodisés en cosinus surélevé, avec les périodes d'échantillonnage : 4.1068 mm, 2.0534 mm et 1.0267 mm, respectivement.

Nous remarquons à partir des figures (2.21) (2.22) et (2.23) que plus le nombre de canaux augmente plus la largeur de bande des canaux est réduite. La largeur de bande d'un canal du réseau échantillonné simulé fonctionnant à 25 GHz est 0.25 nm, alors que la largeur de bande d'un canal d'un autre réseau simulé fonctionnant à 50 GHz est 0.4 nm.

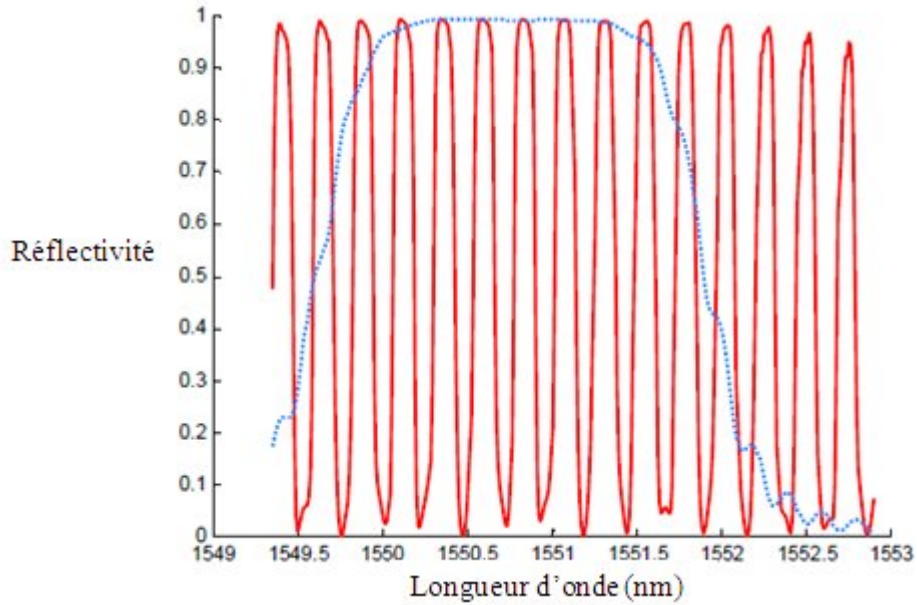


Fig (2.21). Canaux réfléchis d'un réseau échantillonné fonctionnant à 25 GHz [P1]

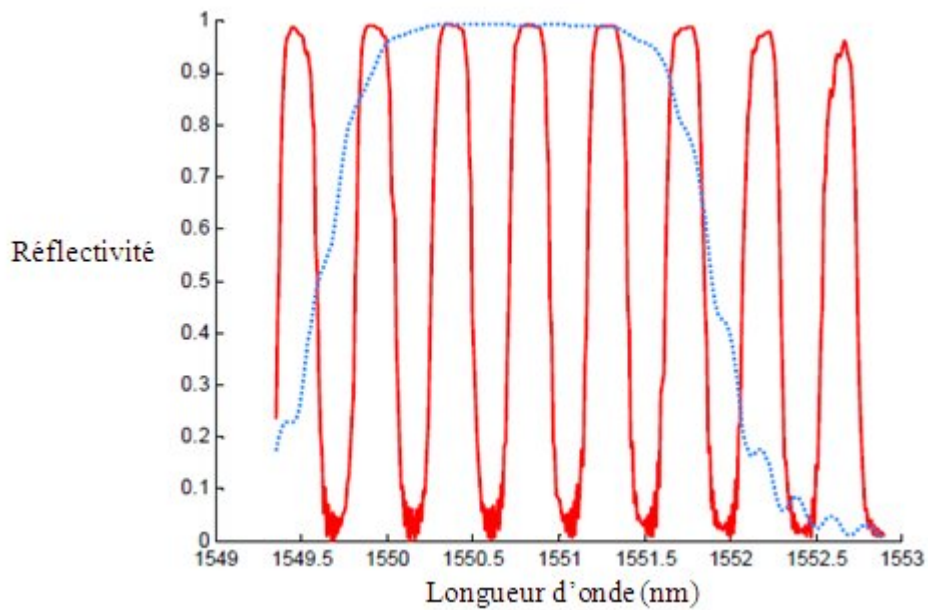


Fig (2.22). Canaux réfléchis d'un réseau échantillonné fonctionnant à 50 GHz [P1]

Nous rappelons que la largeur de bande d'un spectre est une bande passante calculée à mi puissance sur une échelle linéaire, elle est aussi calculée à -3 dB sur une échelle logarithmique.

La figure (2.24) montre les valeurs des pics de réflectivité et des largeurs de bande des canaux réfléchis d'un réseau de Bragg échantillonné apodisé en cosinus surélevé, fonctionnant à 100 GHz. Les paramètres physiques du réseau sont récapitulés dans le tableau II.3.

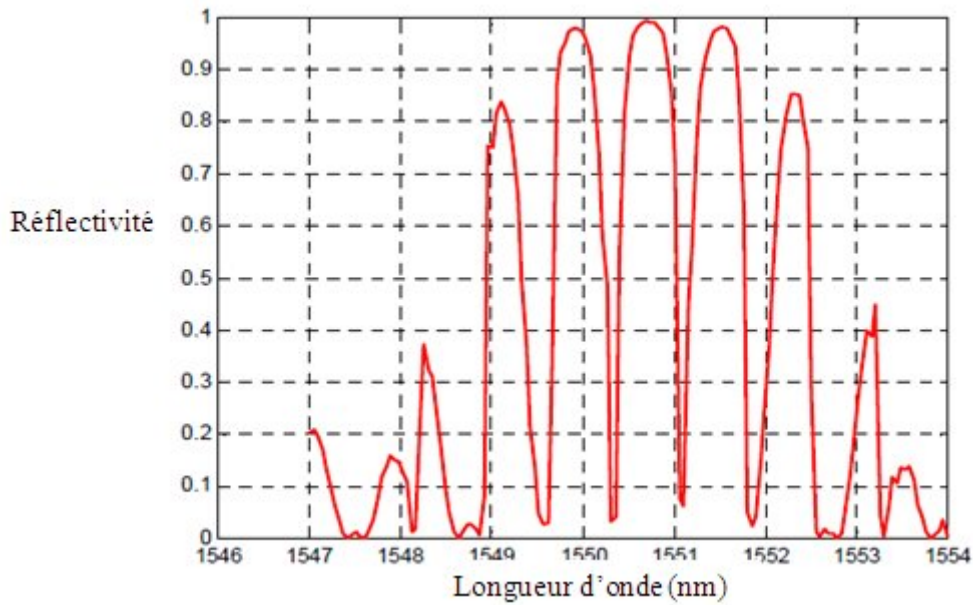


Fig (2.23). Canaux réfléchis d'un réseau échantillonné fonctionnant à 100 GHz [P1]

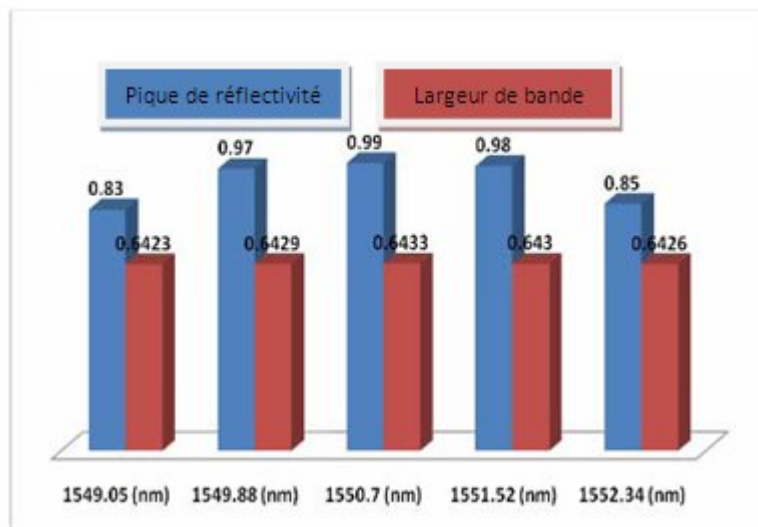


Fig (2.24). Valeurs des piques de réflectivité et des largeurs de bande d'un réseau échantillonné fonctionnant à 100 GHz [P1]

Ce réseau fournit cinq canaux centrés sur 1552.34 nm, 1551.52 nm, 1550.7 nm, 1549.88 nm et 1549.05 nm. La valeur du maximum de réflectivité de ces canaux est entre 0.8 et 0.9, et la largeur de bande est à environ 0.64 nm (voir fig (2.24)). Le nombre de canaux peut être connu sans passer par le traçage de spectre, il est obtenu en utilisant l'équation (2.53). Etant donné qu'on a le nombre de sections,  $M$ , et la longueur totale du réseau,  $L$ , nous pouvons calculer la longueur des sections du réseau par l'équation suivante

$$dz = \frac{L}{M} \quad (2.54)$$

Tableau II.3 Paramètres physiques du réseau échantillonné [P2]

Longueur totale du réseau, L (cm)	10
Indice effectif de réfraction, $n_{\text{eff}}$	1.447
Nombre de sections, M	300
Changement d'indice de réfraction, $\delta n_{\text{eff}}$	0.0006
Variable chirp, $\frac{d\lambda_D}{db}$ (nm/cm)	-1
Chirp d'indice de réfraction, $c_{g1}$	0.0073
Période d'échantillonnage, $L_A$ (mm)	1.0267
Paramètre du cosinus surélevé, $\alpha_{rc}$	0.15

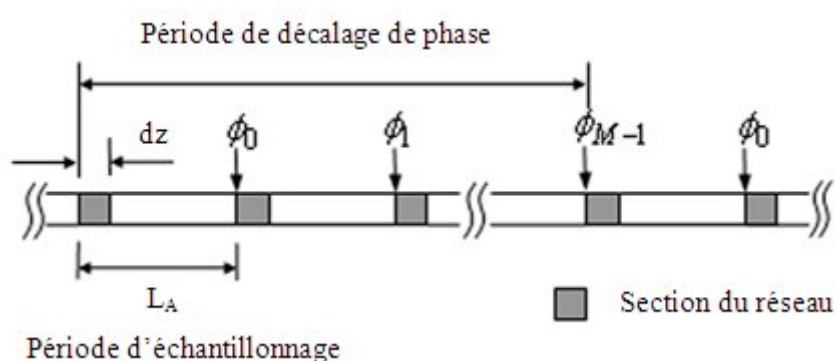


Fig (2.25). Illustration du décalage périodique de phase dans un réseau échantillonné [II.32]

$$dz = \frac{10}{300} = 0.033 \text{ cm}$$

Le rapport  $R_a$  est calculé par l'équation (2.44) comme suit

$$R_a = \frac{dz}{L_A} = \frac{0.033}{1.0267} = 0.32$$

Le nombre de canaux est approximativement égal à cinq, il est calculé par l'équation (2.53) comme suit

$$N_{ca} = \frac{2}{R_a} - 1 = \frac{2}{0.32} - 1 = 5.25$$

### II.9.2.2 Technique de décalage périodique de phase

Comme il est montré sur la figure (2.25), la technique de décalage périodique de phase (DPP) est appliquée en insérant un décalage de phase dans chaque période d'échantillonnage d'un réseau multi canal [P4]. Les séries de décalage périodique de phase sont décrites comme suit [P4]

$$\varphi_m = \frac{2\pi}{M_d} m, \quad m = 0, 1, 2, \dots, M_d - 1 \quad (2.55)$$

où  $M_d$  est un entier positif.

$\varphi_m(z)$  inclut des décalages de phase dans une période  $M_d$  à des positions  $z = m \times L_A$ . Le paramètre  $M_d$  donne le rapport de densification des canaux. Lorsque ce paramètre augmente l'espacement spectral des canaux diminue et le nombre des canaux augmente dans un intervalle spectral constant. L'espacement entre canaux adjacents, dans la bande de réflexion d'un réseau échantillonné avec un décalage périodique de phase, est décrit comme suit [P4]

$$\delta\lambda_{DPP} = \frac{\delta\lambda_0}{M_d} = \frac{\lambda_D^2}{2n_{eff} M_d L_A} \quad (2.56)$$

Les figures (2.26), (2.27) et (2.28) montrent les canaux réfléchis de trois réseaux échantillonnés avec les rapports de densification :  $M_d=1$ ,  $M_d=2$  et  $M_d=3$ , respectivement. Nous notons que la période d'échantillonnage est égale à 1.0267 mm ( $\Delta f=100$  GHz).

Lorsque  $M_d$  est mis à 1, le réseau multi canal ne présente aucun décalage de phase et l'espacement entre canaux adjacents  $\delta\lambda_{DPP}$  est égal à  $\delta\lambda_0$  (voir fig (2.26)).  $\varphi_m$  possède des décalages de phase de  $\{0, \pi\}$  dans une période  $2 \times L_A$  pour  $M_d = 2$  (voir fig (2.27)) et des décalages de phase de  $\{0, 2\pi/3, 4\pi/3\}$  dans une période  $3 \times L_A$  pour  $M_d = 3$  (voir fig (2.28)).

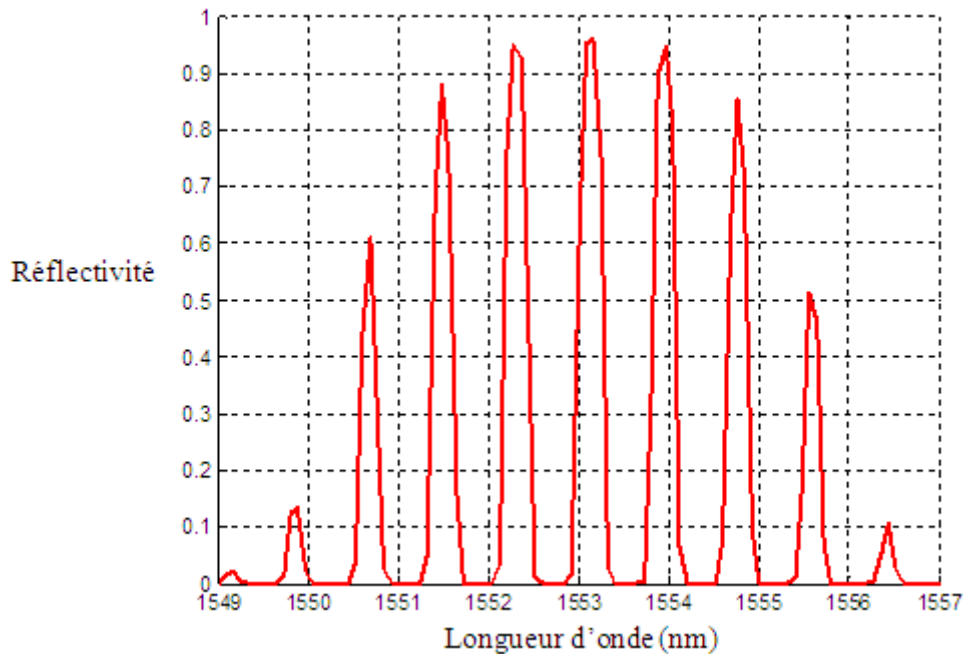


Fig (2.26). Canaux réfléchis d'un réseau échantillonné pour  $M_d=1$

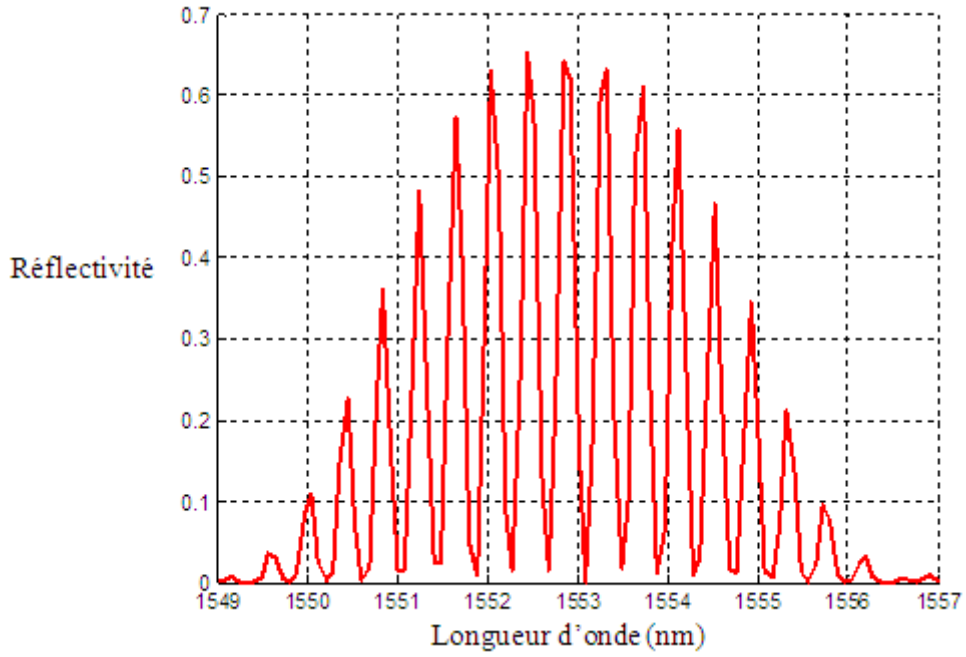


Fig (2.27). Canaux réfléchis d'un réseau échantillonné pour  $M_d=2$

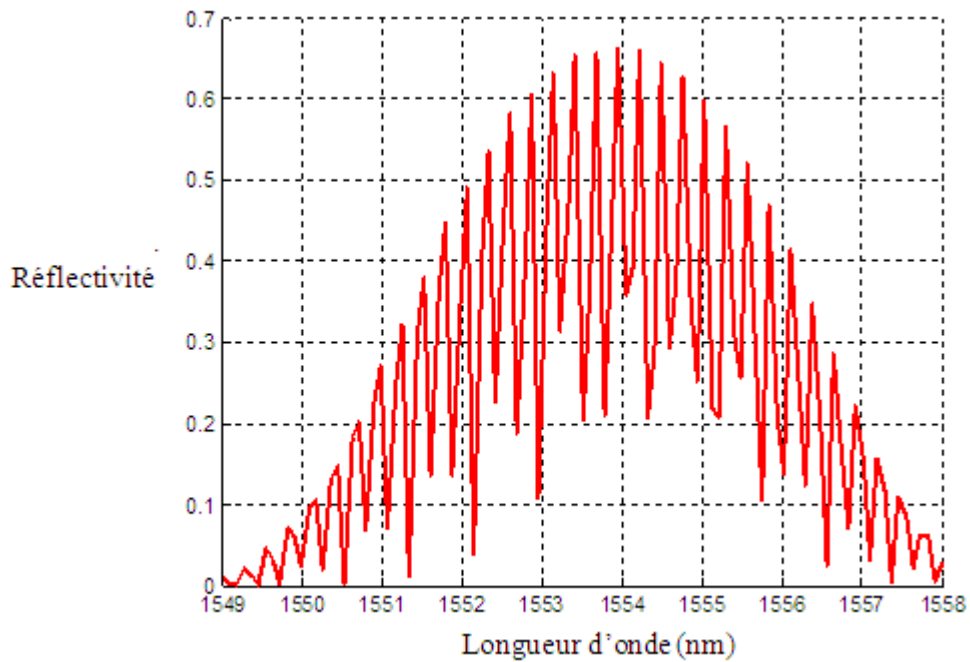


Fig (2.28). Canaux réfléchis d'un réseau échantillonné pour  $M_d=3$

L'espacement entre canaux est réduit à  $\Delta\lambda_{DPP} = \frac{\delta\lambda_0}{2} = 0.4nm$  et le nombre de canaux se double pour  $M_d = 2$  (voir fig (2.27)), alors que ce nombre se triple lorsque l'espacement entre canaux est réduit à  $\Delta\lambda_{DPP} = \frac{\delta\lambda_0}{3} = 0.2nm$  pour  $M_d = 3$  (voir fig (2.28)).

### II.9.2.3 Technique de changement linéaire de phase

Une autre méthode pour réduire l'espacement entre canaux  $\delta\lambda_0$  est introduite, elle consiste à appliquer un changement linéaire de phase  $\varphi_c(z)$  à chaque section du réseau. Cette phase est décrite comme suit [P3]

$$\varphi_c(z) = c_p(i-1), \quad i = 1 \dots M \quad (2.57)$$

La phase  $\varphi_c$ , initialisée à zéro à la première section du réseau, s'incrémente linéairement par un chirp de phase  $c_p$ . Ce chirp est défini comme suit [P3]

$$c_p = (2n+1)\pi \quad (2.58)$$

où  $n$  est un entier positif. Pour que l'espacement entre canaux soit réduit il faut multiplier la constante  $\pi$  par un nombre impair.

La figure (2.29) montre la densification des canaux en appliquant un chirp de phase  $c_p$  au décalage de phase  $\phi_{pi}$  correspondant à l'intervalle  $L_A - dz$ . Lorsqu'aucun chirp de phase  $n$ 'est appliqué l'espacement initial entre canaux reste constant ( $\delta\lambda_0 = 0.8 \text{ nm}$ ).

Le nombre de canaux se double ( $\delta\lambda_{cp} = \frac{\delta\lambda_0}{2} = 0.4 \text{ nm}$ ) lorsque le décalage de phase  $\phi_{pi}$  s'incrémente par  $(2n+1)\pi$ . L'inconvénient de cette méthode est qu'une fois le changement linéaire de phase est appliqué sur un réseau échantillonné nous ne pouvons pas réduire l'espacement une deuxième fois consécutive.

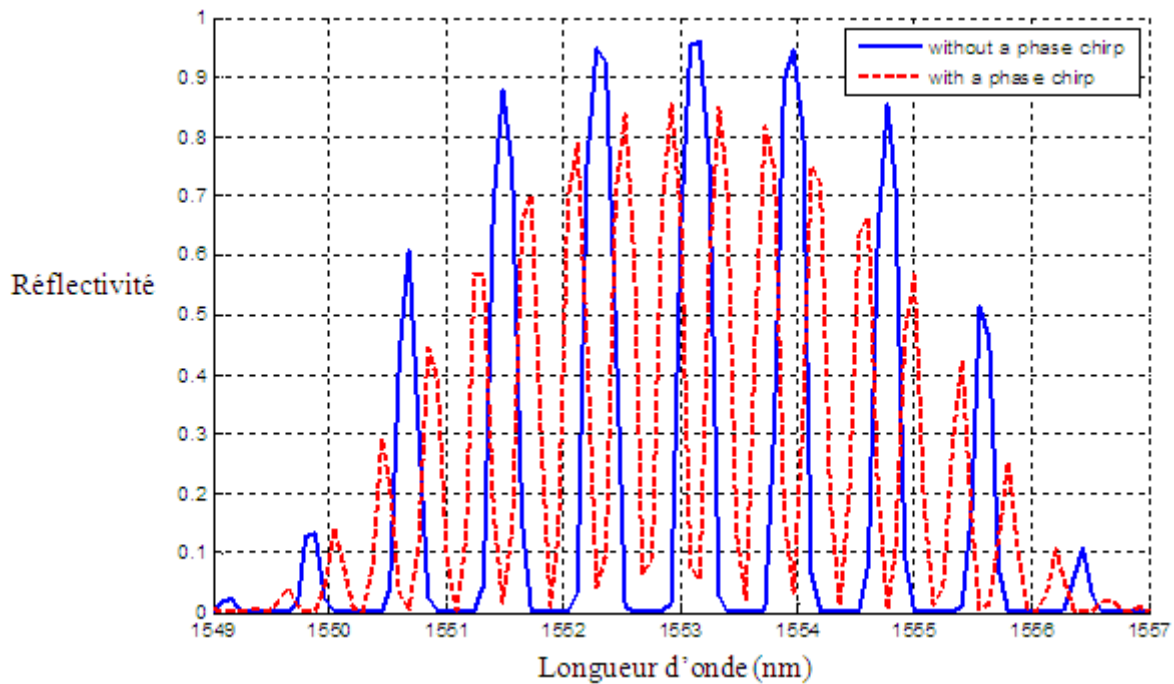


Fig (2.29). Illustration de la densification des canaux en appliquant un chirp de phase linéaire



## II.10 Techniques de décalage des canaux

### II.10.1 Ajout d'une extra phase

La première méthode proposée consiste en l'ajout d'une extra phase constante  $\phi_e$  au décalage de phase  $\phi_{pi}$ , l'équation (2.46) devient

$$\phi_{pi} = \frac{4\pi n_{eff}}{\lambda} \Delta z + \phi_e \quad (2.59)$$

Une extra phase permet de déplacer les canaux avec un décalage de  $\delta\lambda_t$ . La relation entre le déplacement en longueur d'onde  $\delta\lambda_t$  et l'extra phase  $\phi_e$  est décrite par l'équation suivante [P4]

$$\delta\lambda_t = \delta\lambda \frac{\phi_e}{2\pi} \quad (2.60)$$

Les tableaux II.4 et II.5 illustrent un exemple d'un canal déplacé centré auparavant sur 1553.1215 nm. A partir du tableau II.4, nous pouvons remarquer que le canal se déplace vers le coté droit (vers les hautes longueurs d'onde) de la longueur d'onde 1553.1215 nm tant que

Tableau II.4. Exemple d'un déplacement positif d'un canal (longueur d'onde centrale initiale 1553.1215 nm)

Valeur de l'extra phase appliquée $\phi_e$	Valeur du décalage en longueur d'onde $\delta\lambda_t$ (nm)	Nouvelle longueur d'onde centrale $\lambda_t$ (nm)
$\pi/3$	+ 0.1333	1553.2548
$\pi/2$	+ 0.2000	1553.3215
$2\pi/3$	+ 0.2667	1553.3882
$3\pi/4$	+ 0.3000	1553.4215
$4\pi/5$	+ 0.3200	1553.4415
$5\pi/6$	+ 0.3333	1553.4548
$\pi$	+ 0.4000	1553.5215

Tableau II.5. Exemple d'un déplacement négatif d'un canal (longueur d'onde centrale initiale 1553.1215 nm)

Valeur de l'extra phase appliquée $\phi_e$	Valeur du décalage en longueur d'onde $\delta\lambda_t$ (nm)	Nouvelle longueur d'onde centrale $\lambda_t$ (nm)
$5\pi/3$	- 0.1333	1552.9882
$3\pi/2$	- 0.2000	1552.9215
$4\pi/3$	- 0.2667	1552.8548
$5\pi/4$	- 0.3000	1552.8215
$6\pi/5$	- 0.3200	1552.8015
$7\pi/6$	- 0.3333	1552.7882
$\pi$	- 0.4000	1552.7215

la valeur de l'extra phase ajoutée est inférieure à  $\pi$ . Lorsque cette valeur augmente le décalage en longueur d'onde  $\delta\lambda_t$  augmente linéairement jusqu'à ce qu'on atteigne un déplacement maximal ( $\delta\lambda_t=0.4$  nm) à l'extra phase  $\pi$ .

Dans le cas général, un déplacement en longueur d'onde maximal est obtenu lorsque l'extra phase est prise comme suit

$$\phi_e = (2n + 1)\pi \quad (2.61)$$

où n est un entier positif.

A partir du tableau II.5, nous remarquons le déplacement du canal vers le coté gauche (vers les petites longueurs d'onde) de la longueur d'onde 1553.1215 nm tant que la valeur de l'extra phase ajoutée est supérieure à  $\pi$ . Lorsque cette phase décroît le décalage en longueur d'onde croît linéairement jusqu'à atteindre un déplacement maximal ( $\delta\lambda_t=-0.4$  nm) à l'extra phase  $\pi$ .

La figure (2.30) fait une démonstration du déplacement des canaux réfléchis d'un réseau de Bragg échantillonné pour les extra phases:  $\pi/3$  et  $5\pi/3$ . Suivant les résultats de simulation présentés dans les tableaux II.4 et II.5, nous remarquons que la valeur absolue de l'intervalle de décalage en longueur d'onde  $|\delta\lambda_t|$  concernant les deux extra phases appliquées est similaire ( $|\delta\lambda_t|=0.13$  nm). Seulement, l'extra phase  $\pi/3$  induit un décalage positif des canaux (vers les hautes longueurs d'ondes) et l'autre extra phase  $5\pi/3$  induit un décalage négatif des canaux (vers les petites longueurs d'ondes).

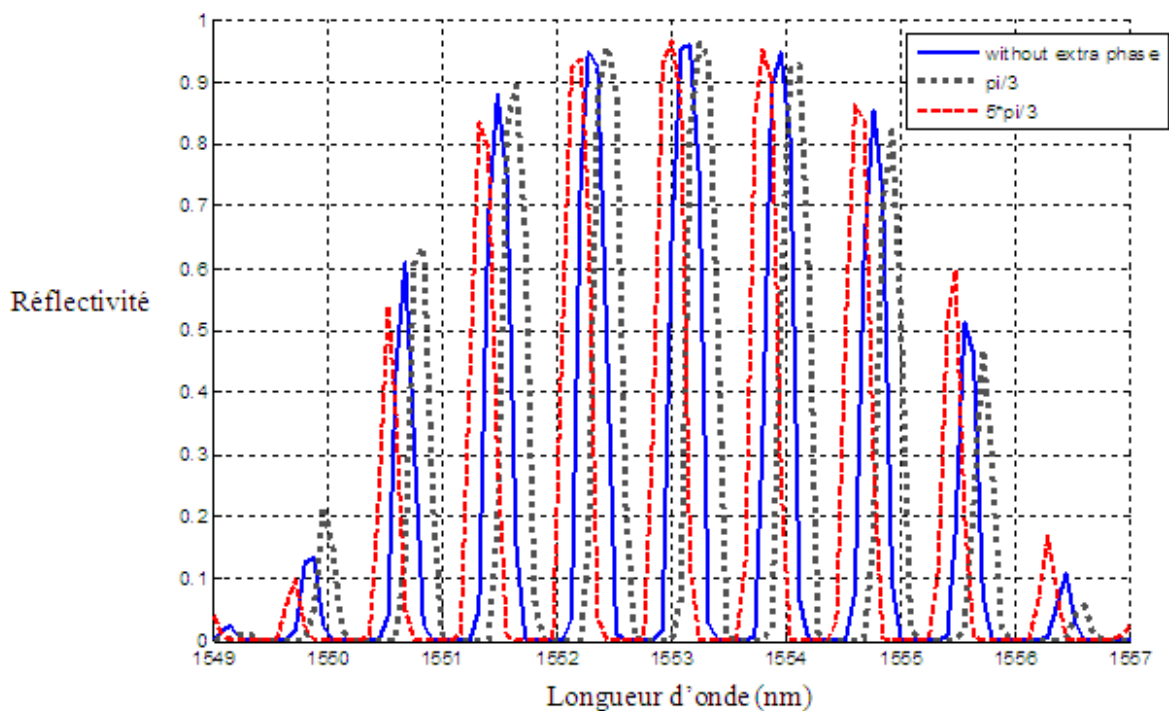


Fig (2.30). Démonstration du décalage des canaux réfléchis par l'ajout d'extra phase

Définissons l'extra phase qui permet de faire un décalage positif  $\phi_{\text{e right}}$  comme  $\frac{k_1}{k_2} \pi$ ,

et l'extra phase qui permet de faire un décalage négatif  $\phi_{\text{e left}}$  comme  $\frac{k_3}{k_4} \pi$ .

Si la somme de ces deux extra phases est égale à  $2n\pi$ , nous obtenons les mêmes intervalles de déplacement mais avec de signes différents. Ceci dit est vrai si la condition (2.63) est vérifiée.

$$\frac{k_1}{k_2} \pi + \frac{k_3}{k_4} \pi = 2n\pi \quad (2.62)$$

$$\frac{k_1}{k_2} \pi < \pi, \quad \frac{k_3}{k_4} \pi > \pi \quad (2.63)$$

où  $k_1, k_2, k_3, k_4$  et  $n$  sont des entiers positifs.

## II.10.2 Déplacement des canaux par application de gradients de température et des tractions mécaniques sur un réseau de Bragg

La sensibilité de la longueur d'onde de Bragg est prouvée en agissant sur les propriétés : élastique, opto-élastique et thermo-optique d'un réseau de Bragg à base de fibre optique [II.33]. A partir de l'équation:  $\lambda_D = 2n_{\text{eff}} \Lambda$ , nous remarquons que la longueur d'onde centrale dépend de l'indice effectif de réfraction et de la période de réseau [P6]. Le déplacement de la longueur d'onde de Bragg  $\Delta\lambda_D$  est donné par l'équation suivante [II.33]

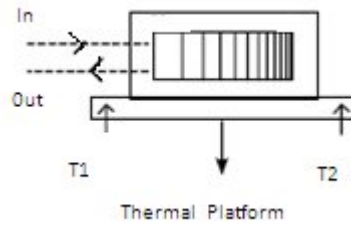
$$\Delta\lambda_D = 2 \left( n_{\text{eff}} \frac{\partial \Lambda}{\partial T} + \Lambda \frac{\partial n_{\text{eff}}}{\partial T} \right) \Delta T + 2 \left( n_{\text{eff}} \frac{\partial \Lambda}{\partial L} + \Lambda \frac{\partial n_{\text{eff}}}{\partial L} \right) \Delta L \quad (2.64)$$

où  $\Delta L$  est le changement de la longueur du réseau et  $\Delta T$  est le gradient de température appliqué. Alors, la longueur d'onde centrale est décalée en appliquant soit une traction mécanique  $\Delta L$ , soit un gradient de température  $\Delta T$  sur un réseau de Bragg.

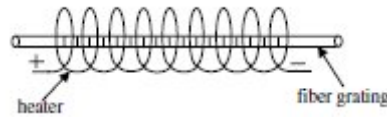
### II.10.2.1 Application du gradient de température

Beaucoup de travaux ont été réalisés sur les réseaux de Bragg à pas variable pour des applications de compensation de la dispersion chromatique et de démultiplexage dans un système de transmission multiplexé en longueur d'onde, grâce à leur accordabilité en longueur d'onde. La dispersion et la longueur d'onde centrale d'un canal peuvent être changées en appliquant un gradient de température.

La figure (2.31) (a) montre un exemple d'un système expérimental qui consiste en la variation de la valeur de dispersion en contrôlant un gradient thermique. Une section de fibre optique, contenant des réseaux chirpés superposés, est couplée à un élément conducteur thermique. Un gradient thermique est créé le long de cet élément et le réseau en utilisant deux refroidisseurs thermoélectriques positionnés aux deux extrémités du réseau. Au même temps, la température au centre de réseau est maintenue constante. Ceci est un exemple d'un compensateur de dispersion multi canal [II.34]. Suivant le signe du gradient choisi, qui est



(a) [II.34]



(b) [II.35]

Fig (2.31). Deux exemples expérimentaux illustrant deux méthodes de réglage de la dispersion (a) Gradient thermique contrôlé par deux refroidisseurs électrothermiques [II.34] longueur d'onde de Bragg (b) Anneau chauffant uniforme [II.35]

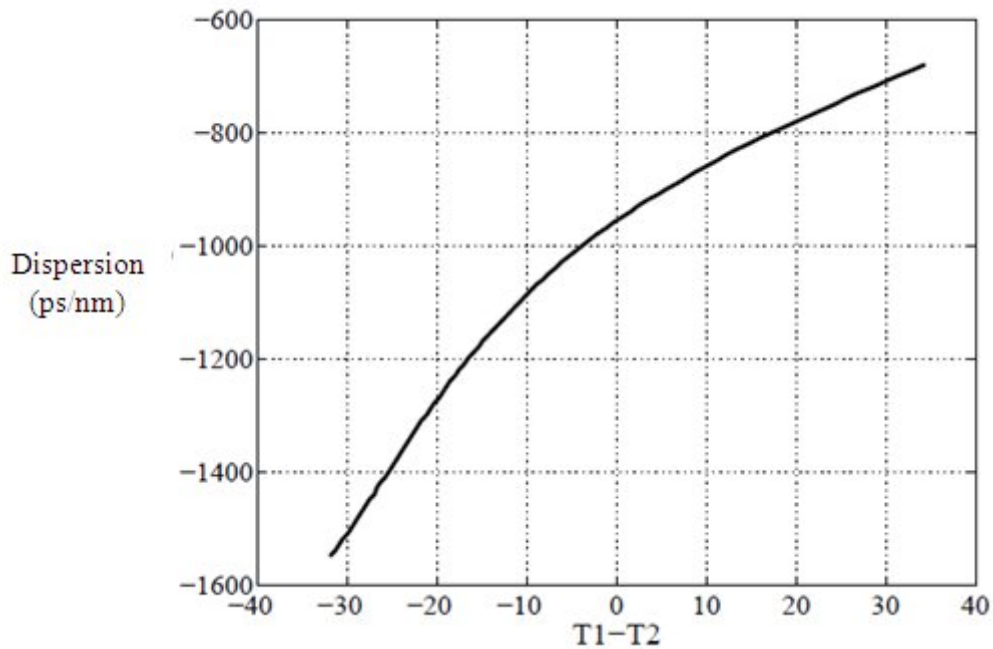


Fig (2.32). Gradients de température des refroidisseurs correspondants aux valeurs désirées de la dispersion [II.34]

obtenu par les deux refroidisseurs, la valeur de la dispersion peut augmenter ou diminuer. En utilisant la relation présentée graphiquement sur la figure (2.32), la valeur de la dispersion désirée peut être obtenue.

La figure (2.31) (b) présente une autre méthode pour ajuster la longueur d'onde centrale d'un réseau de Bragg en utilisant une bobine chauffante [II.35].

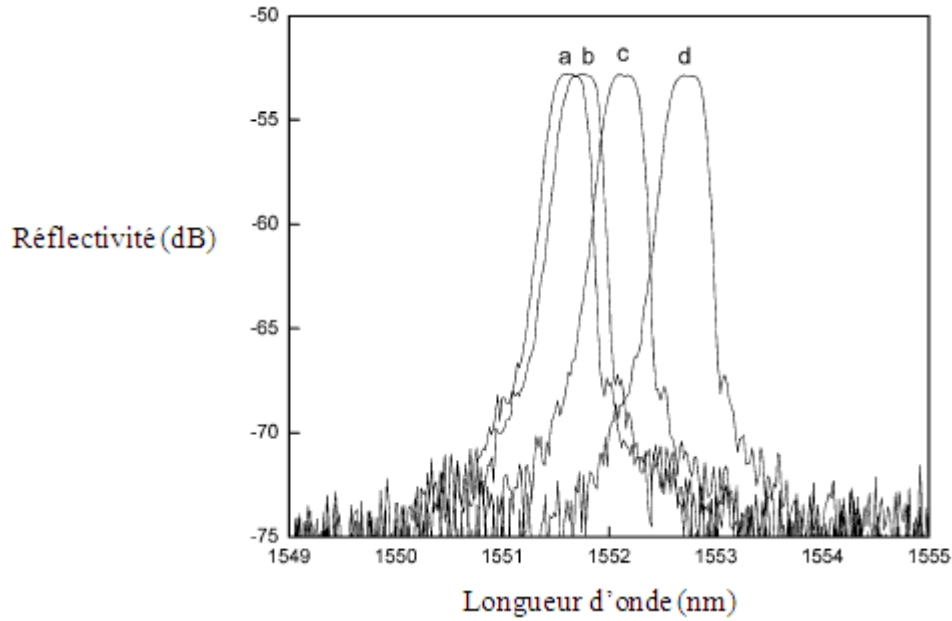


Fig (2.33). Spectre de réflexion d'un réseau ajusté par un dispositif d'échauffement uniforme avec les différentes valeurs de voltage appliqué: (a) 0 V; (b) 2 V; (c) 4 V; (d) 6 V [II.35]

La longueur d'onde de Bragg est ajustée en variant le voltage appliqué aux rouleaux de résistance. Le dispositif de chauffage est dit uniforme à cause de son rayon uniforme qui permet de fournir une distribution thermique uniforme à travers le réseau. La figure (2.33) présente un spectre de réflexion d'un réseau ajusté par un dispositif d'échauffement uniforme avec les différentes valeurs de voltage appliqué : 0 V, 2 V, 4 V et 6 V. Nous remarquons que le spectre réfléchi se déplace vers les hautes longueurs d'onde lorsqu'on augmente la valeur du voltage.

Lorsque la température change la longueur d'onde de Bragg varie suivant l'équation [P5]

$$\Delta\lambda_D = \lambda_D(\alpha_\Lambda + \alpha_n)\Delta T \quad (2.65)$$

$\alpha_\Lambda$  est le coefficient d'expansion thermique de la fibre, il est approximativement égal à  $5.5 \times 10^{-7}/^\circ\text{C}$  pour une fibre à base de silice [P5], il s'écrit comme suit [P5]

$$\alpha_\Lambda = \frac{1}{\Lambda} \frac{\partial \Lambda}{\partial T} \quad (2.66)$$

$\alpha_n$  est le coefficient thermo-optique, il est approximativement égal à  $8.6 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$  pour une fibre dopée germanium, il s'écrit comme suit [P5]

$$\alpha_n = \frac{1}{n_{\text{eff}}} \frac{\partial n_{\text{eff}}}{\partial T} \quad (2.67)$$

Tableau II.6. Evolution de l'indice effectif de réfraction, la période de réseau et la longueur d'onde de Bragg suivant un changement de température appliqué sur un réseau uniforme mono canal

Temperature appliquée (T (°C))	Indice effectif de réfraction ( $n_{\text{eff}}$ )	Période de réseau ( $\Lambda$ (nm))	Déplacement de la longueur d'onde de Bragg ( $\delta\lambda_t$ (nm))
25	1.4470	535.6000	0
30	1.4471	535.6015	0.0709
50	1.4473	535.6074	0.3545
80	1.4477	535.6162	0.7799

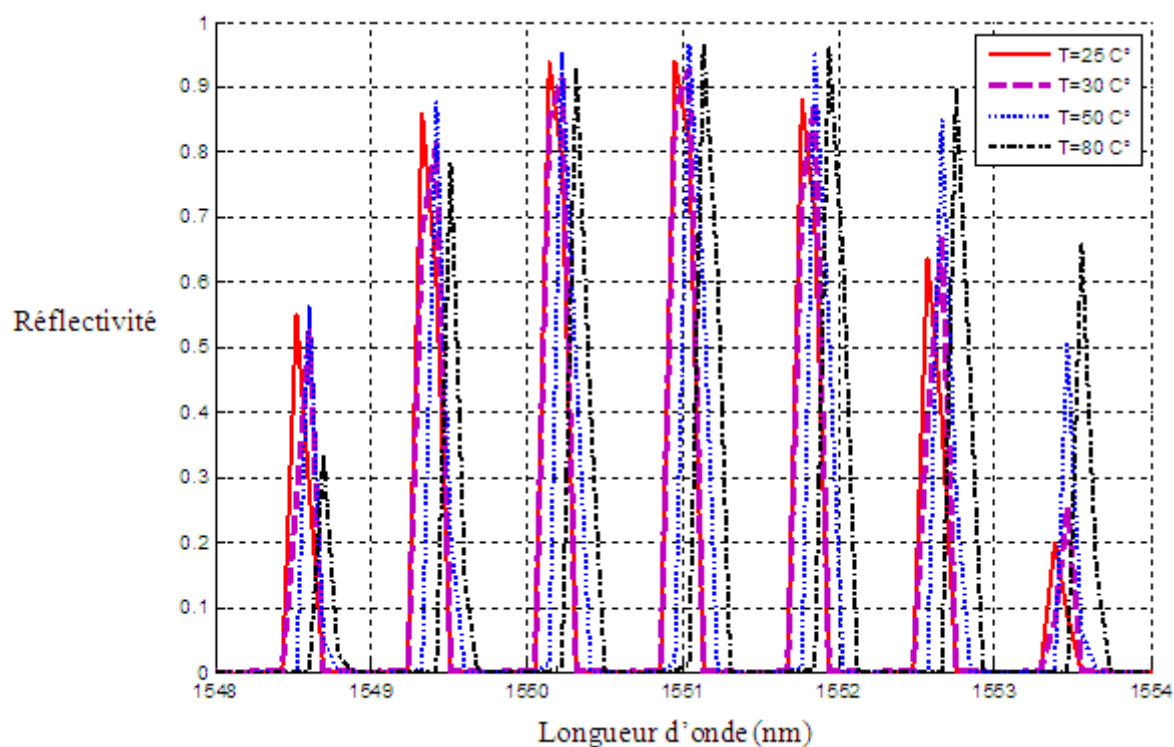


Fig (2.34). Déplacement des canaux réfléchis d'un réseau échantillonné par application de différents gradients de température

Lorsqu'un changement de température est appliqué sur un réseau de Bragg uniforme sa longueur d'onde centrale se déplace vers un autre intervalle, ce changement est dû à la variation de l'indice effectif de réfraction et/ou la période de réseau. Le tableau II.6 illustre l'évolution de la période de réseau, l'indice effectif de réfraction et la longueur d'onde de Bragg suivant un changement de température. Nous remarquons que les valeurs de l'indice de réfraction et la période de réseau croient linéairement avec une augmentation du gradient de température. Un déplacement en longueur d'onde de 0.0709 nm, 0.3545 nm et 0.7799 nm est atteint à la température 30 °C, 50 °C et 80 °C, respectivement.

La figure (2.34) montre le déplacement des canaux réfléchis d'un réseau à pas variable échantillonné en lui appliquant les températures suivantes : 30 °C, 50 °C et 80 °C. Supposant que la température initiale est 25 °C où aucun déplacement n'ait lieu, nous remarquons que tous les canaux espacés de 0.4 nm ( $\Delta f=50$  GHz) sont déplacés vers l'intervalle des hautes

longueurs d'onde de 0.005 nm, 0.0831 nm et 0.1763 nm en appliquant les températures : 30 °C, 50 °C et 80 °C, respectivement.

### II.10.2.2 Application d'une traction mécanique

La méthode la plus simple pour modifier les caractéristiques spectrales d'un réseau de Bragg est d'imposer un profil de traction  $\varepsilon(z)$  à travers la longueur du réseau. Le nouveau coefficient général de couplage propre (DC) est défini comme suit [P6]

$$\tilde{\sigma} = (n_{\text{eff}} + \delta n_{\text{eff}}) \frac{2\pi}{\lambda} - \frac{1}{2} \left( \frac{d(\phi + \phi_\varepsilon)}{dz} \right) \quad (2.68)$$

$\phi_\varepsilon(z)$  est la phase de traction, elle décrit le chirp de traction le long du réseau. Le champ de traction axial  $\varepsilon(z)$  est relié à la phase de traction  $\phi_\varepsilon(z)$  par l'équation suivante [P6]

$$\frac{d\phi_\varepsilon}{dz} = -\frac{2\pi}{\Lambda} \varepsilon(z) \quad (2.69)$$

où  $\phi(z)$  est la phase de réseau et  $\Lambda$  est la période de réseau.

La relation entre le déplacement en longueur d'onde et le profil de traction est décrite par l'équation suivante [II.33]

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda_D} = (1 - P_e) \varepsilon(z) \quad (2.70)$$

où  $\Delta\lambda$  est le déplacement en longueur d'onde, la valeur de  $\lambda_D$  est prise à 1550 nm dans le cas général,  $P_e$  est la constante photo élastique effective et  $\varepsilon(z) = \frac{\Delta L_\varepsilon}{L}$  est la traction axiale appliquée sur le réseau.

$\Delta L_\varepsilon$  est le tronçon de réseau soumis à la traction et  $L$  est la longueur totale de réseau. La valeur moyenne de  $P_e$  est à environ 0.22 [II.33].

Expérimentalement, un réseau de Bragg à pas variable accordable est réalisé en pliant un tronçon d'une fibre de Bragg pour la rendre sous forme de  $\Omega$  [II.36].

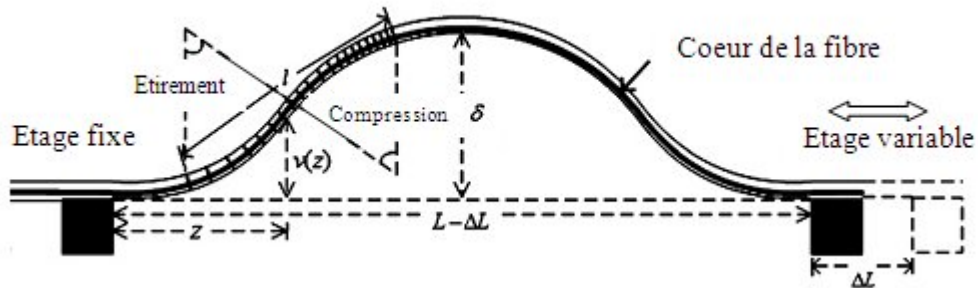


Fig (2.35). Transformation d'une fibre de Bragg en une forme de  $\Omega$  à l'aide d'un étage fixe et un autre variable [II.36]

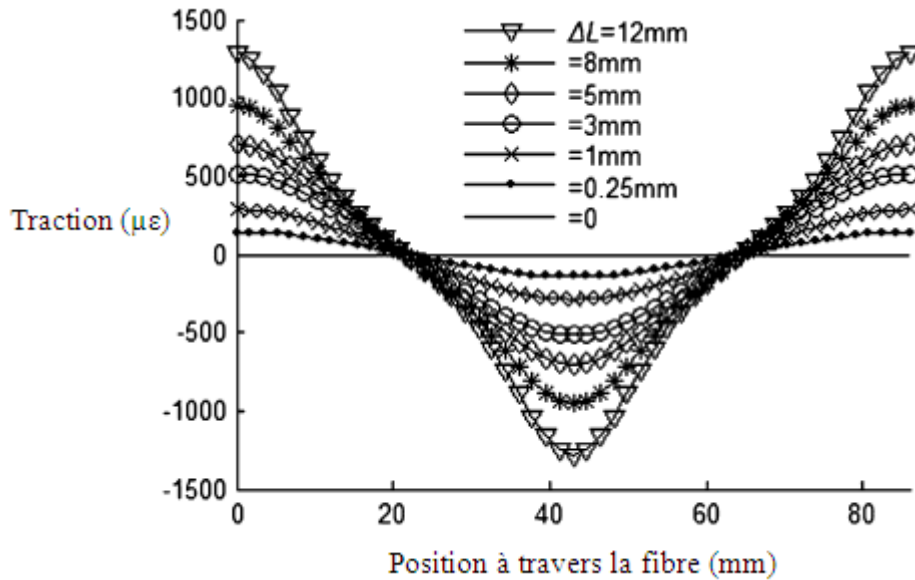


Fig (2.36). Distribution d'une traction longitudinale appliquée sur une fibre de Bragg avec différents  $\Delta L$  [II.36]

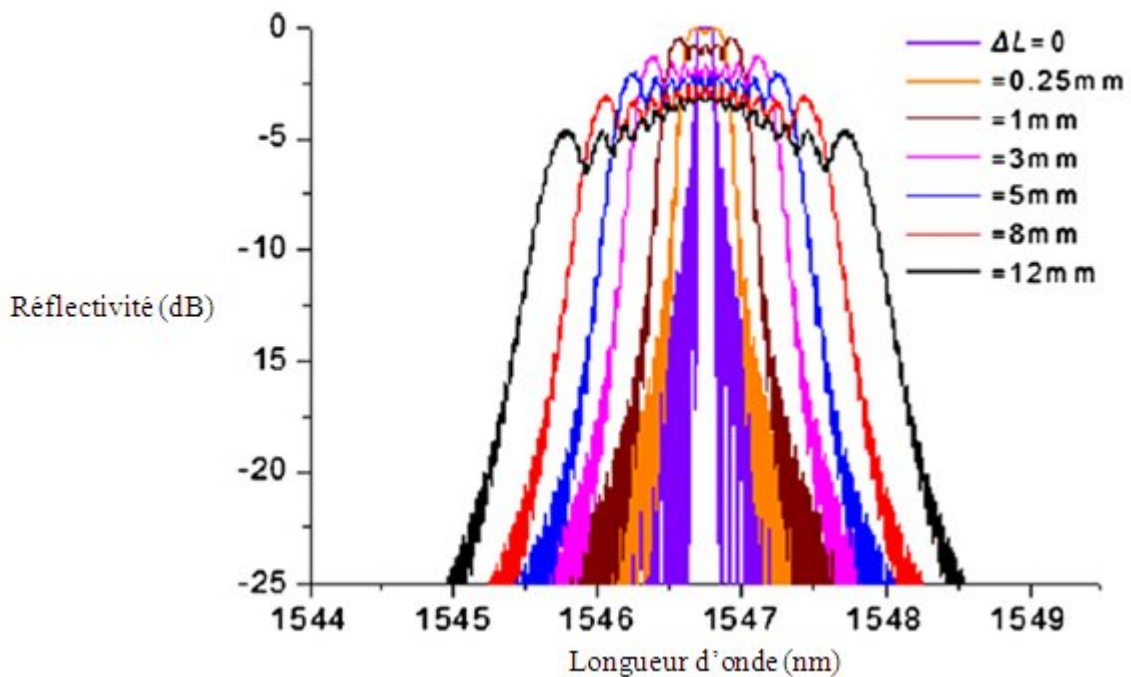


Fig (2.37). Spectres de réflexion d'un réseau chirpé mono canal avec différents  $\Delta L$  [II.36]

Comme il est montré sur la fig (2.35), une extrémité de la fibre est montée sur l'étage fixe et l'autre extrémité est montée sur un étage horizontalement déplaçable. La fibre peut être pliée sous forme de  $\Omega$  lorsque l'étage variable est déplacé vers l'étage fixe [II.36]. La distribution de la traction avec différents  $\Delta L$  (étage variable) est représentée sur la fig (2.36).



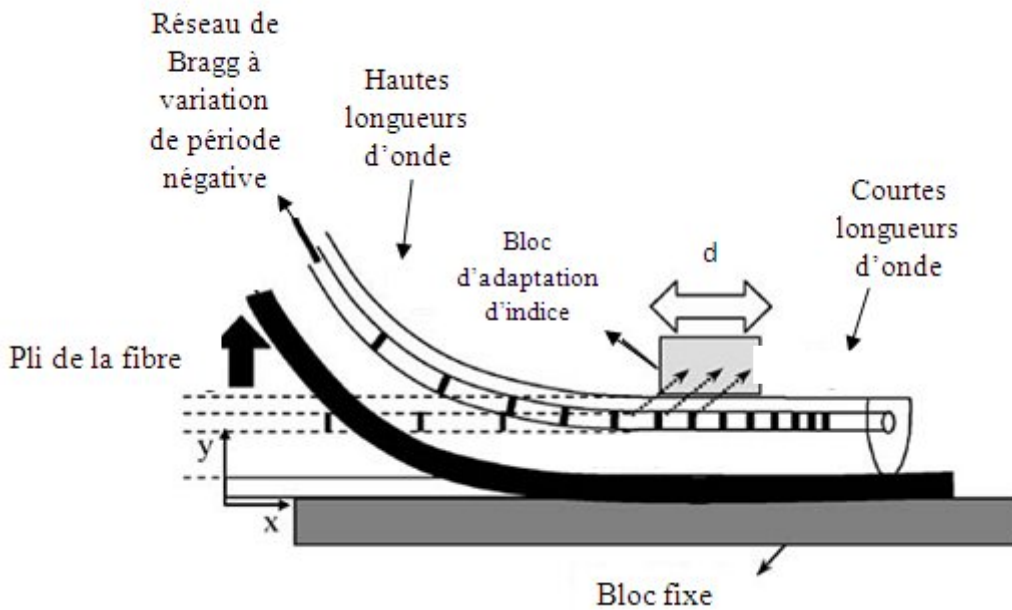


Fig (2.38). Pli d'une fibre sur une de ses extrémités et création d'un bloc d'adaptation d'indice sur l'autre extrémité [II.37]

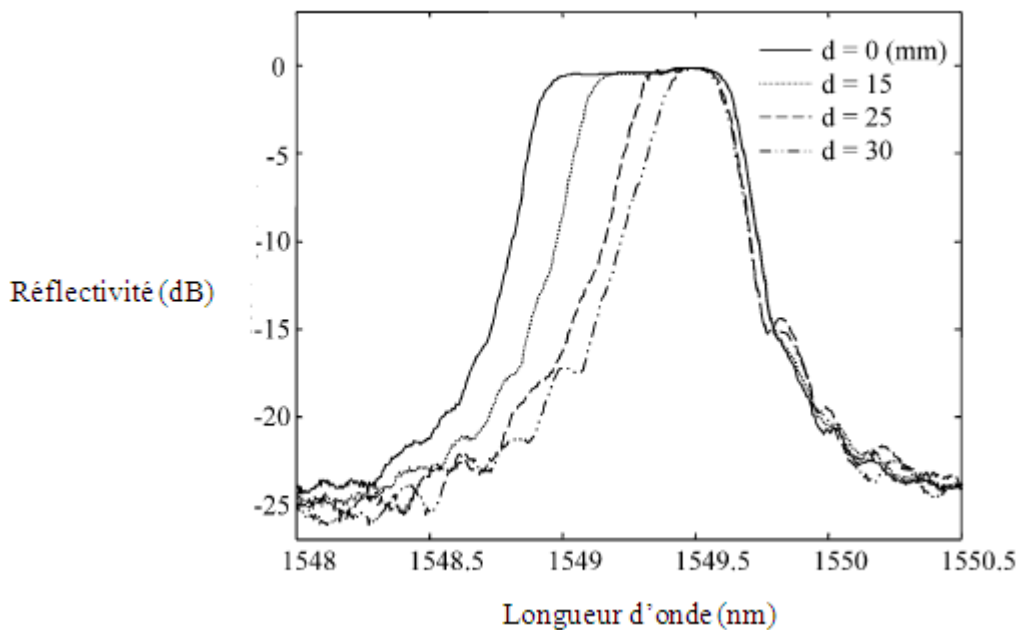


Fig (2.39). Spectres réfléchis d'un réseau à pas variable pour différentes longueurs inactives [II.37]

A partir de cette figure, nous remarquons qu'autour de la position  $L/4$  (20 mm) la distribution de la traction n'est pas parfaitement linéaire, ceci est dû au non linéarité du profil de délai de groupe. La non linéarité croît avec l'augmentation de  $\Delta L$ .

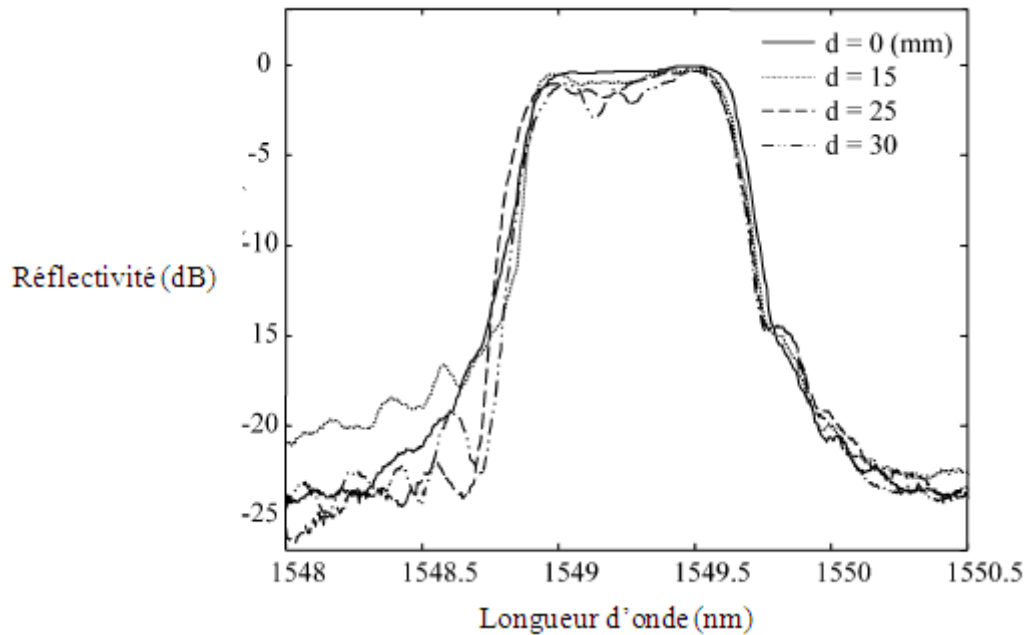


Fig (2.40). Spectres réfléchis restitués pour différentes longueurs inactives [II.37]

Les spectres de réflexion avec différents  $\Delta L$  sont présentés dans la fig (2.37). Lorsque  $\Delta L$  croît de 0.25 mm à 12 mm, la largeur de bande du spectre de réseau varie entre 0.347 nm et 2.133 nm, où la longueur d'onde centrale est maintenue constante avec une tolérance de 5 pm [II.36]. La valeur de la dispersion est variée entre -925.5 ps/nm et -130.1 ps/nm. Nous notons que la largeur de bande d'un spectre est inversement proportionnelle à la dispersion.

Nous proposons une autre méthode basée sur le même principe de l'exemple précédent, mais elle est différente dans son système expérimental. La figure (2.38) montre un schéma général d'un compensateur accordable de la dispersion chromatique.

Le premier processus utilisé pour faire varier la dispersion est de contrôler la longueur de réseau en faisant un contact entre le bloc d'adaptation d'indice et une face polie à l'extrémité de la fibre [II.37]. Par conséquent, la lumière ne peut pas atteindre le tronçon de fibre derrière le bloc. Lorsque la longueur inactive ( $d$ ) augmente, la largeur de bande de réseau devient étroite (voir fig (2.39)). Pour récupérer la largeur de bande initiale, l'extrémité droite de la fibre est pliée dans une direction compressive pour générer un gradient de traction négatif, alors le spectre s'élargit vers les courtes longueurs d'onde [II.37] (voir fig (2.40)). Ce réseau accordable est opérationnel dans un régime de dispersion négative, le signal est alors inséré à partir de l'extrémité des hautes longueurs d'onde du réseau. Puisque la fibre de Bragg est pliée à partir du côté des hautes longueurs d'onde (côté gauche de la fibre), cette extrémité ne va pas subir une traction et le spectre correspondant aux hautes longueurs d'onde reste fixe durant le processus de pli (voir fig (2.40)).

Une traction positive ou une traction négative est obtenue en utilisant le concept d'étirement axial ou de compression axiale, respectivement. En pratique, un réseau est fixé dans un tube cylindrique, il peut être soit comprimé soit étiré par une vis micromètre différentielle [II.38]. La fibre de Bragg est couverte de métal suivant un processus de métallisation décrit dans [II.38], et elle est soudée de ses deux extrémités, à des tubes



Fig (2.41). Emballage d'un réseau de Bragg soumis à une traction axiale en utilisant une vis micromètre [II.38]

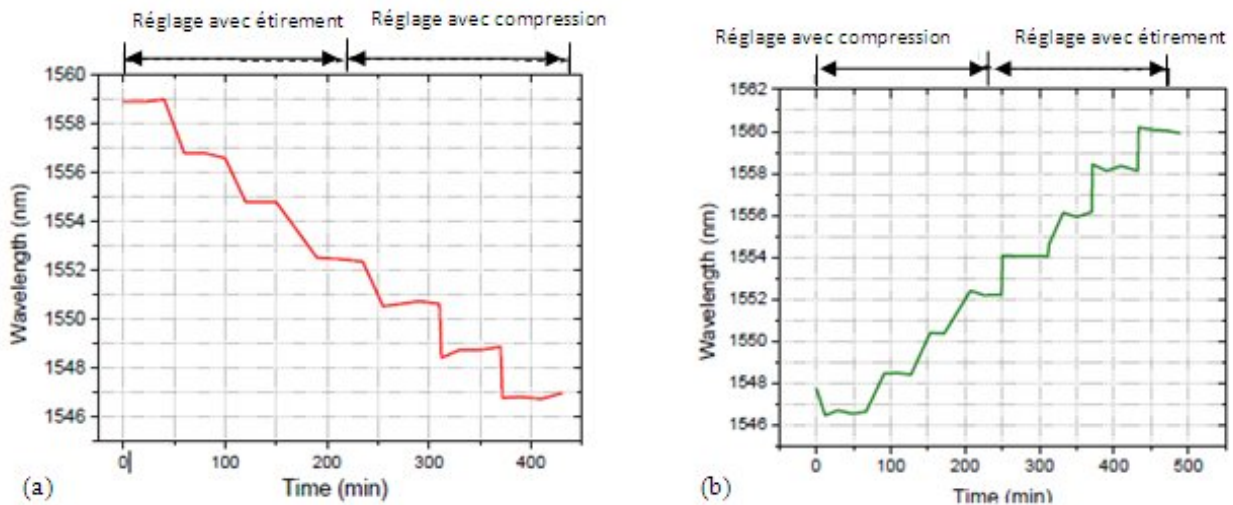


Fig (2.42). Exemple d'une traction appliquée sur le réseau de Bragg emballé suivant (a) Un étirement allant à une compression, (b) Une compression allant à un étirement [II.38].

d'aluminium dans le but d'éviter un éventuel glissement de la fibre vers l'extérieur. La fibre de Bragg emballée dans le dispositif présenté dans la fig (2.41) fournit un intervalle de déplacement en longueur d'onde à environ 15 nm [II.38].

L'effet de la traction appliquée sur le réseau de Bragg emballé est présenté sur la fig (2.42) pour les différentes positions de la vis. Suivant la position relative entre la vis et la longueur d'onde centrale, la force de compression déplace le spectre de réseau vers les basses longueurs d'onde ( $< 1552$  nm), or la force d'étirement implique un déplacement du spectre vers les hautes longueurs d'onde ( $> 1552$  nm).

Le réseau de Bragg accordable emballé dans le dispositif présenté sur la fig (2.41) est l'élément le plus important dans un multiplexeur optique à insertion/extraction (MIE) reconfigurable. Ce composant peut être réglé suivant une longueur d'onde insérée ou extraite. Le principe de base d'un MIE sera présenté dans la section II.11.3.

Prenons un quatrième exemple, où nous allons appliquer théoriquement une traction uniforme (constante) le long d'un réseau de Bragg à pas variable multi canal, les tractions appliquées sont :  $\varepsilon_1(z)=100 \mu\varepsilon$ ,  $\varepsilon_2(z)=-100 \mu\varepsilon$  et  $\varepsilon_3(z)=400 \mu\varepsilon$ .

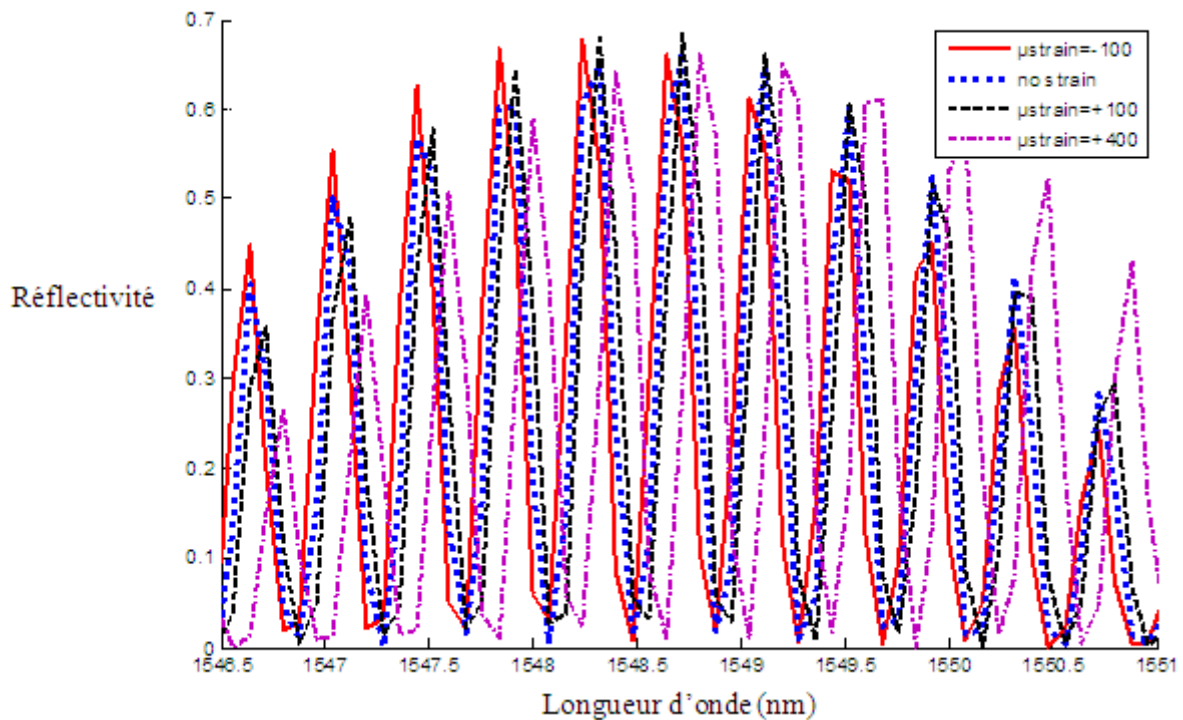


Fig (2.43). Démonstration d'un déplacement multi canal par application de tractions uniformes

L'objet de cet exemple est de déplacer les canaux sans affecter leurs largeurs de bande, pour cette raison nous avons appliqué un profil de traction constant. Ce réseau échantillonné peut être utilisé comme un filtre multi canal accordable en longueur d'onde dans un système de transmission multiplexé en longueurs d'onde. La figure (2.43) démontre la capacité de réglage des canaux de ce réseau en utilisant des tractions constantes.

Les canaux réfléchis, espacés de 0.4 nm, sont décalés par 0.0328 nm, -0.0328 nm et 0.1366 nm pour les tractions appliquées : 100  $\mu\epsilon$ , -100  $\mu\epsilon$  et 400  $\mu\epsilon$ , respectivement. Nous remarquons que les décalages en longueur d'onde obtenus sont petits, un intervalle de déplacement plus large peut être atteint en augmentant la force de la traction appliquée.

## II.11 Multiplexeurs et démultiplexeurs à base de réseaux de Bragg

### II.11.1 Introduction

La demande croissante pour les grandes largeurs de bande dans les réseaux optiques peut être réalisée en fournissant un nombre important de canaux optiques, qui a son tour implique un développement de nouvelles technologies pour la gestion des systèmes multiplexée en longueurs d'onde. Les multiplexeurs (MUX) et les démultiplexeurs (DEMUX) optiques sont des blocs de base importants requis pour la combinaison et la séparation d'un nombre de canaux dans les réseaux multiplexés en longueurs d'onde. Ce type de composants passifs peut être utilisé pour des fonctions plus complexes comme le multiplexage avec insertion/extraction et le routage optique. Plusieurs configurations de composants passifs MUX/DEMUX à base de fibres optiques ont été présentées. Nous pouvons citer quelques

exemples comme : le résonateur en anneau à quatre ports utilisant un coupleur à fibres optiques [II.39], un miroir de boucle optique non linéaire [II.40], un démultiplexeur à fibre soudée suivi d'un filtre passe bande à base de réseau de fibres [II.41], une combinaison de circulateurs optiques (CO) et des coupleurs de multiplexage en longueurs d'onde [II.42], une combinaison d'un réseau de Bragg chirpé, un réseau apodisé et des circulateurs optiques (CO) [II.43] [II.44].

Un DEMUX 1×4 et un MUX à insertion/extraction (avec une longueur d'onde insérée et autre extraite) seront présentés dans les sections suivantes. Ils sont conçus pour fonctionner à un espacement fréquentiel de 100 GHz, et ils sont simulés par le logiciel OptiSystem. Ces composants sont obtenus en faisant une combinaison entre les réseaux de Bragg uniformes, les circulateurs optiques (CO) et les commutateurs optiques (CoO).

### II.11.2 Configuration d'un démultiplexeur optique

La figure (2.44) présente le schéma d'un DEMUX 1×4 basé sur trois réseaux de Bragg uniformes, et un circulateur optique (CO) qui possède trois entrées et trois sorties indépendantes. Supposons que le signal d'entrée du DEMUX est porté sur les quatre longueurs d'onde suivantes :  $\lambda_1=1553.33$  nm,  $\lambda_2=1552.52$  nm,  $\lambda_3=1551.72$  nm et  $\lambda_4=1550.92$  nm. Les trois premières longueurs d'onde démultiplexées ( $\lambda_1$   $\lambda_2$   $\lambda_3$ ) arrivent des ports de réflexion des trois premiers réseaux uniformes, alors que la dernière longueur d'onde  $\lambda_4$  arrive du port de transmission du quatrième réseau uniforme.

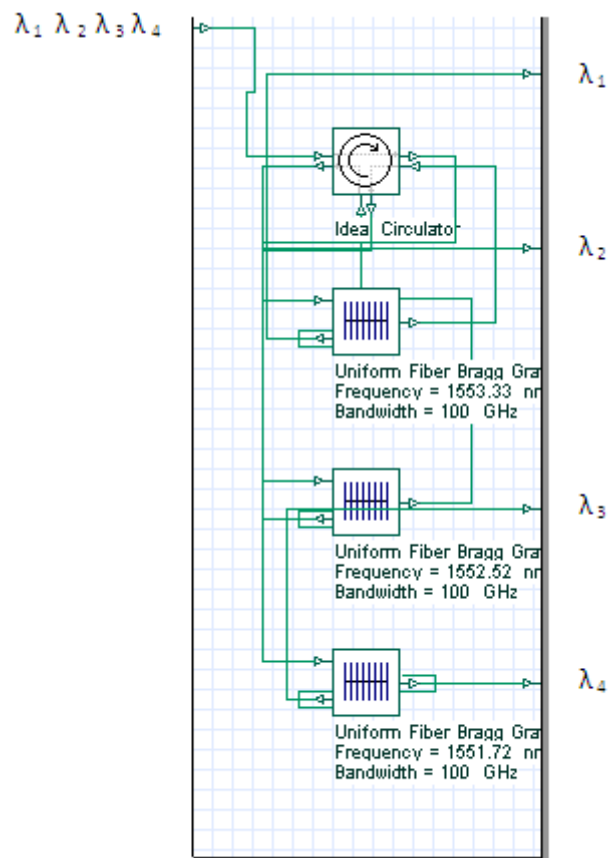
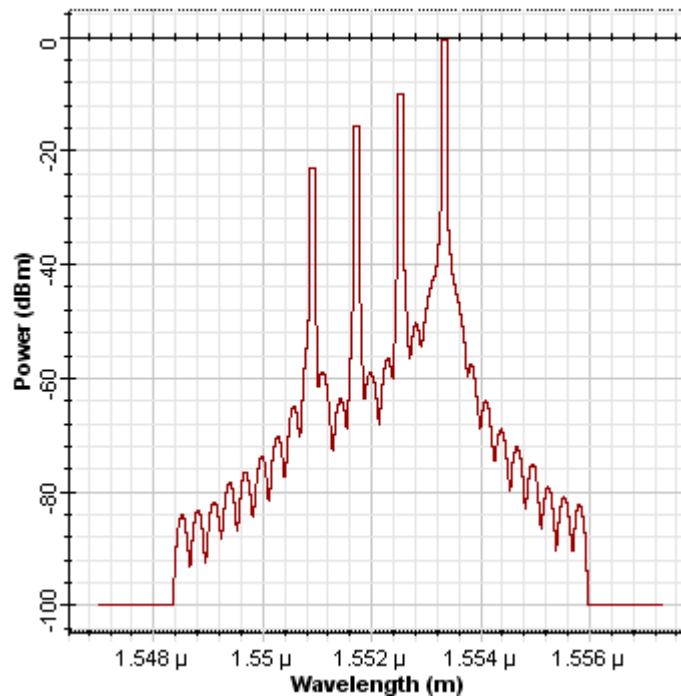
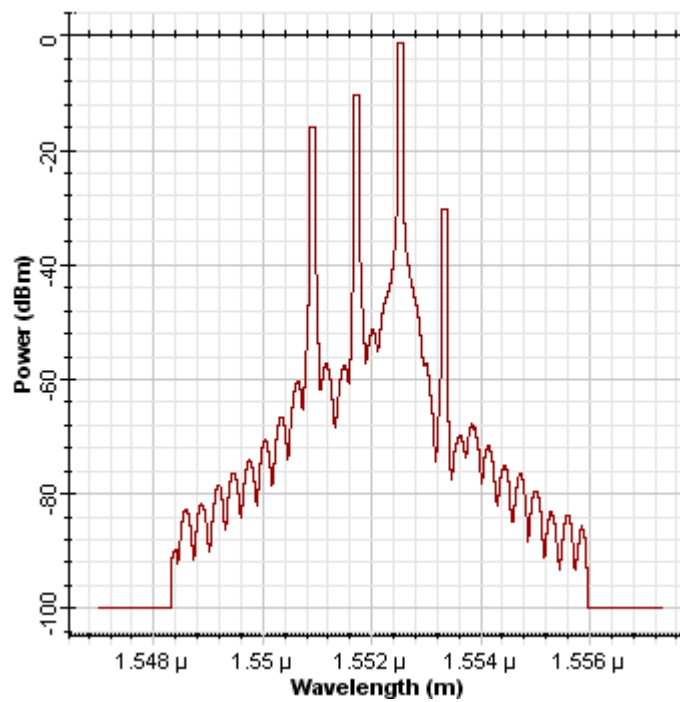


Fig (2.44). Schéma d'un DEMUX 1×4 (conçu par OptiSystem)

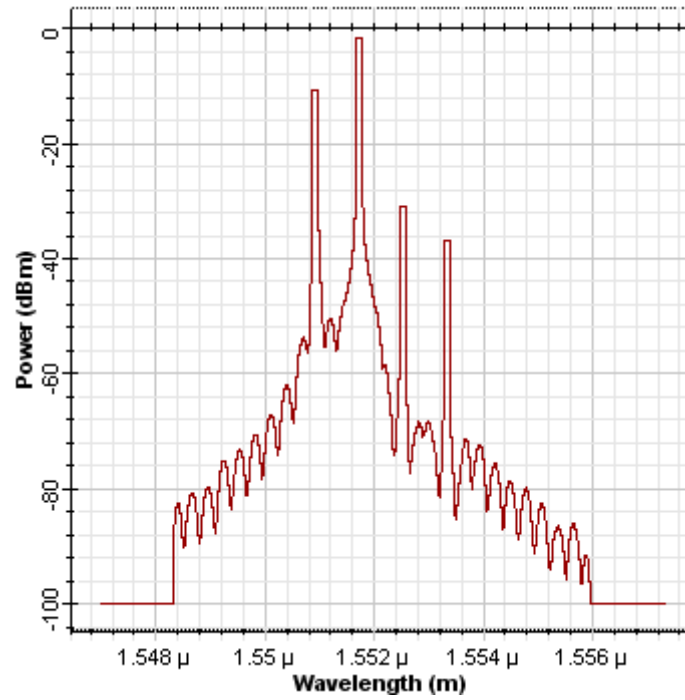


(a)

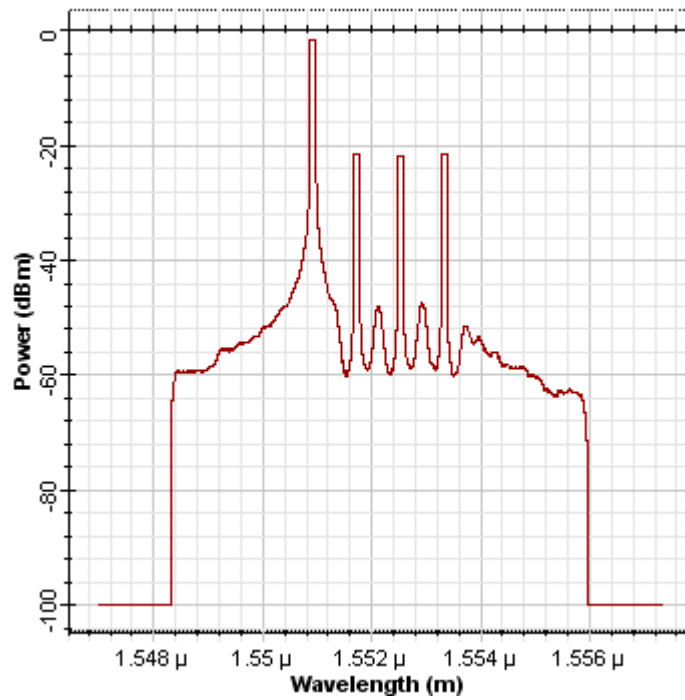


(b)

Les spectres des quatre canaux issus des quatre ports de sortie du DEMUX sont représentés dans la fig (2.45), pour un espacement fréquentiel de 100 GHz. Nous notons que les puissances optiques correspondantes aux canaux centrés sur les longueurs d'onde



(c)



(d)

Fig (2.45). Spectres des canaux sortants d'un DEMUX 1×4 (a)  $\lambda_1=1553.3288$  nm, (b)  $\lambda_2=1552.5244$  nm, (c)  $\lambda_3=1551.7208$  nm (d)  $\lambda_4=1550.918$  nm (Résultats obtenus par OptiSystem)

démultiplexées sont : -0.3457 dBm ( $\lambda_1=1553.3288$  nm), -1.1518 dBm ( $\lambda_2=1552.5244$  nm), -1.5815 dBm ( $\lambda_3=1551.7208$  nm) et -1.5647 dBm ( $\lambda_4=1550.918$  nm). Nous remarquons que les niveaux d'isolation des quatre canaux démultiplexés, par rapport aux canaux adjacents, sont différents, ceci est dû aux différents trajets optiques empruntés par chaque longueur d'onde insérée dans le port d'entrée du DEMUX avant qu'elle soit démultiplexée. Les pertes d'insertion ont été négligées dans nos simulations.

### II.11.3 Configuration d'un multiplexeur à insertion/extraction en longueurs d'onde

L'utilisation de plusieurs canaux centrés chacun sur une longueur d'onde différente permet une transmission de l'information avec de très hauts débits qui peuvent atteindre 1 Tbit/s (1012 Gbits/s). Ceci est utile pour une liaison de transmission entre deux grandes villes, or ce même débit reste excessif pour une liaison entre de petites villes.

Imaginons si, entre ces deux grandes villes, existe une station répéteur située à une petite ville. Cette dernière peut utiliser le lien de transmission entre les grandes villes, mais elle ne va pas utiliser tous les canaux de ce système multiplexé en longueurs d'onde. Dans ce cas, nous pouvons utiliser un multiplexeur à insertion/extraction (MIE) parce que ce composant permet d'insérer ou extraire une ou plusieurs longueurs d'onde sans affecter les autres.

Il existe plusieurs configurations d'un MIE. La plus simple est celle d'un multiplexeur à insertion/extraction discret, qui est composé de deux coupleurs directionnels et un coupleur basé sur une fibre de Bragg [II.6]. Une autre configuration utilise un coupleur directionnel avec un MIE uniforme dans chaque bras du coupleur directionnel [II.45]. Cette configuration a été construite avec un coupleur 3dB et elle était l'une parmi les premières à être implémentées [II.46]. Une autre configuration est basée sur deux guides asymétriques, avec un seul réseau existant au deuxième bras. Le réseau de Bragg fait l'adaptation de phase entre les différentes constantes de propagation dans les guides asymétriques [II.47]. Un interféromètre Mach-Zehnder peut être utilisé pour construire un MIE, comme il est décrit par Park *et al* dans [II.48].

Les MIEs précédents sont construits avec des fibres mono modes. Il existe un autre schéma qui utilise un coupleur multi mode interférométrique [II.49]. Ce multiplexeur possède quatre ports (deux entrées et deux sorties) connectés à un guide multi mode. Dans ce guide, un réseau de Bragg est écrit pour permettre l'insertion ou l'extraction des canaux multiplexés.

Dans cette section, nous proposons une configuration simple, flexible, moins coûteuse et que l'on peut facilement améliorer. Elle est basée sur un réseau de Bragg uniforme, un circulateur optique (CO), un combineur en puissance et un commutateur optique. L'architecture de base du MIE proposé est montrée sur la fig (2.46).

Les  $N$  longueurs d'onde multiplexées entrent dans le réseau de Bragg par l'intermédiaire du circulateur. Une fois un signal filtré est réfléchi par le réseau, il retourne au circulateur et par la suite il sera rejeté par le commutateur optique. Les canaux restants sont couplés avec le canal ajouté par le combineur en puissance. Le commutateur optique permet la sélection d'une opération insertion/extraction avec une addition ou une rejection des canaux, ou une opération de réinsertion où les canaux rejetés sont rajoutés à nouveau. Le MIE



proposé peut être utilisé comme un composant reconfigurable en remplaçant le réseau uniforme par un réseau accordable. Le spectre de ce réseau sera déplacé et centré sur une nouvelle longueur d'onde choisie pour une opération d'extraction. Le réseau de Bragg, soumis à une traction axiale en utilisant une vis micromètre, emballé dans le dispositif présenté dans la fig (2.41) est un exemple d'un réseau accordable qui peut être utilisé dans une architecture d'un MIE optique reconfigurable.

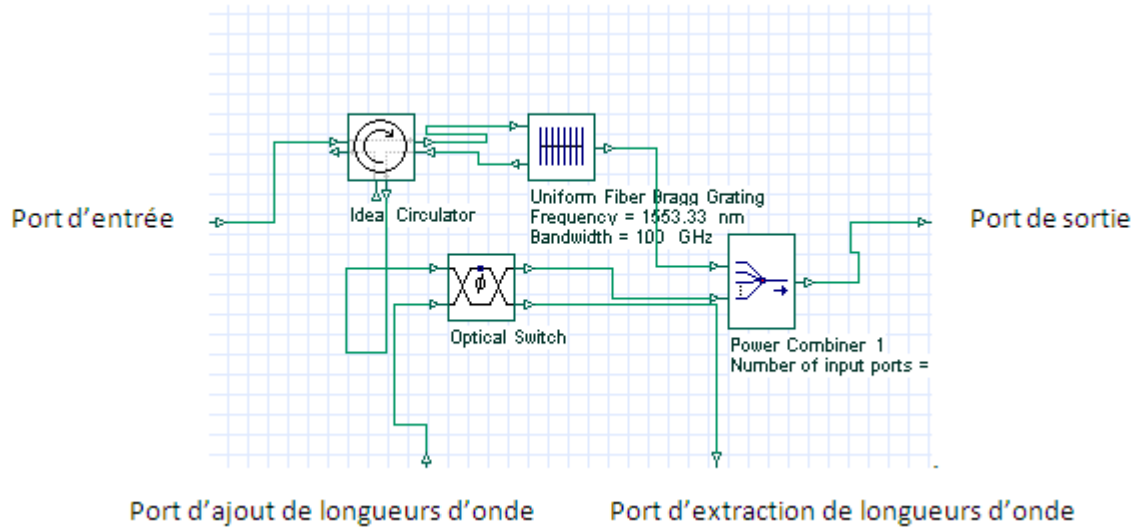


Fig (2.46). Structure interne d'un multiplexeur à insertion/extraction (conçu par OptiSystem)

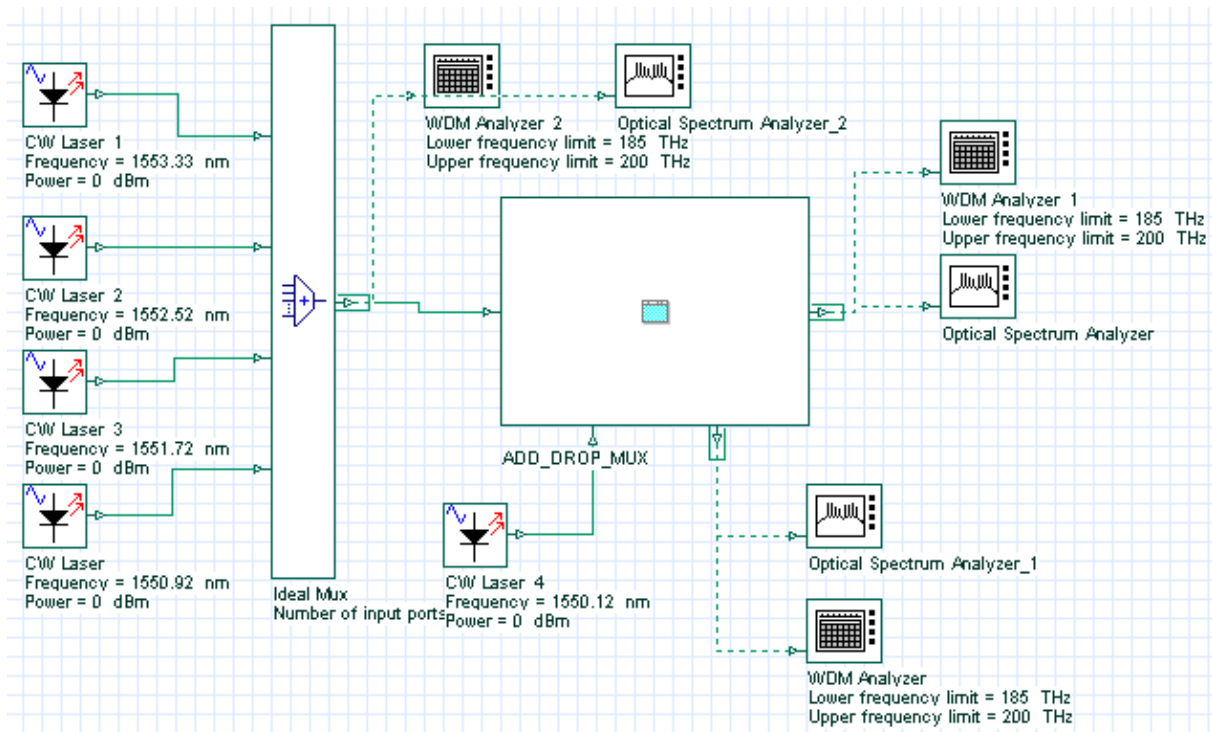
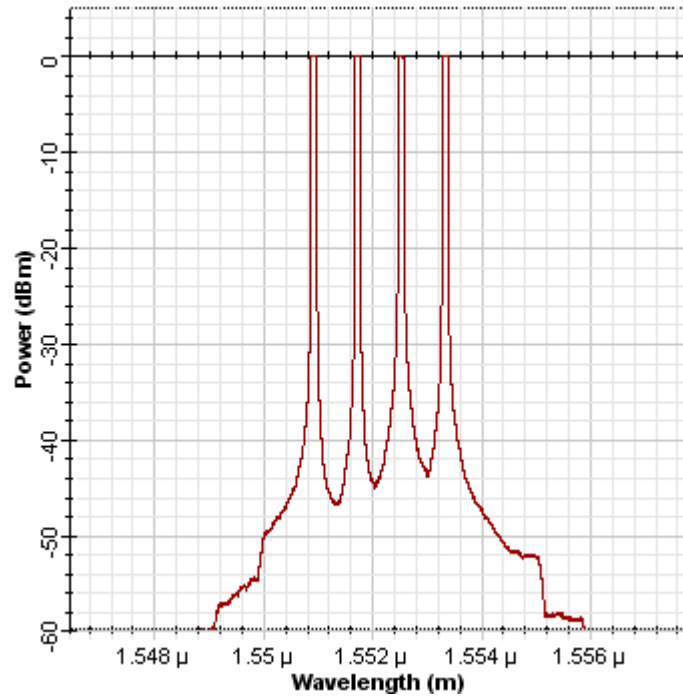
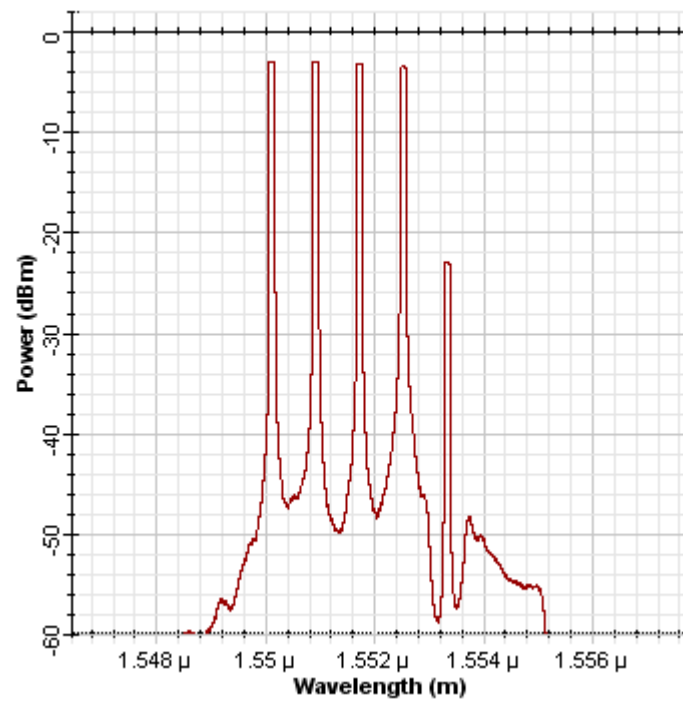


Fig (2.47). Circuit de test d'un multiplexeur à insertion/extraction (simulé par OptiSystem)

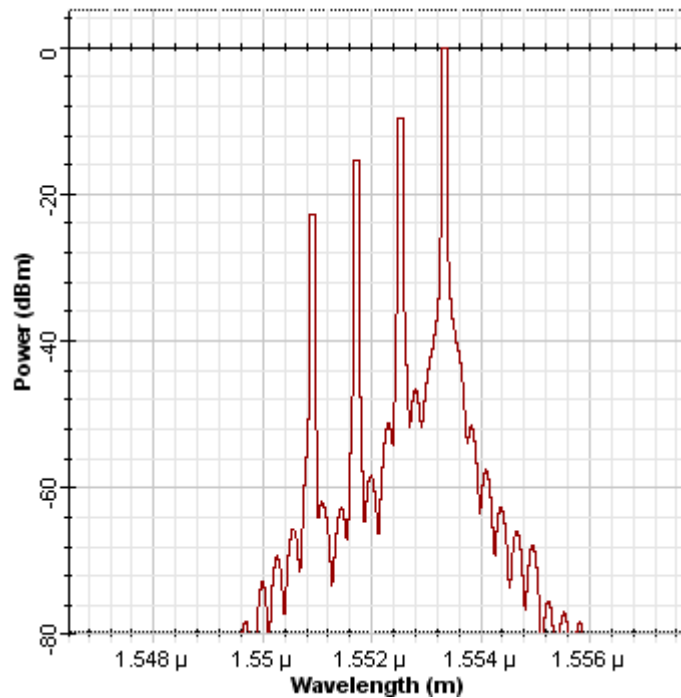
Le principe de fonctionnement du MIE présenté dans la fig (2.46) est démontré en utilisant un circuit de test simulé par OptiSystem présenté dans la fig (2.47). Quatre lasers à onde continue avec une puissance d'émission de 0 dBm chacun sont insérés dans les quatre ports d'entrée d'un multiplexeur avec les longueurs d'ondes suivantes :



(a)



(b)



(c)

Fig (2.48). Spectres de sortie issus des différents ports du MIE testé (a) Port d'entrée (b) Port de sortie (c) Port d'extraction (résultats obtenus par OptiSystem)

$\lambda_1=1553.33$  nm,  $\lambda_2=1552.52$  nm,  $\lambda_3=1551.72$  nm et  $\lambda_4=1550.92$  nm. Les quatre canaux sont multiplexés, et ensuite injectés dans le MIE (ADD\_DROP\_MUX). La longueur d'onde  $\lambda_1=1553.33$  nm est choisie pour être extraite et une autre longueur d'onde  $\lambda_5=1550.12$  nm est insérée. L'analyseur WDM (Wavelength Division Multiplexing) et l'analyseur de spectre optique sont utilisés pour voir les résultats de simulation de notre circuit de test.

La figure (2.48) montre les spectres de sortie issus des différents ports du MIE testé, en occurrence, les spectres des canaux multiplexés injectés au port d'entrée, le spectre du canal extrait et les spectres des canaux de sortie avec le canal ajouté. Le niveau d'isolation du canal rejeté par rapport aux canaux adjacents, dans le cas d'une opération d'extraction, est supérieur à 9 dB (voir fig (2.48) (c)). Les trois autres spectres des canaux réfléchis apparaissent avec le spectre du canal extrait à cause des réflexions résiduelles présentes dans le circulateur et le réseau uniforme (voir fig (2.48) (c)). Le niveau d'isolation du canal extrait ( $\lambda_1=1553.33$  nm) par rapport au canal ajouté ( $\lambda_5=1550.12$  nm) est 20 dB, ce qui est acceptable (voir fig (2.48) (b)). La présence du bruit spectral centré sur 1553.33 nm (longueur d'onde extraite) sur le port de sortie du MIE testé est dûe aux réflexions imparfaites de cette longueur d'onde centrale dans le réseau de Bragg uniforme.

### III. Conclusion

Les réseaux de Bragg ont un rôle très important dans le secteur des télécommunications par fibre optique. La théorie des modes couplés a été choisie pour l'analyse et la modélisation de ces réseaux, cet outil est très important car il nous a permis de

comprendre les propriétés optiques globales des réseaux. Les fibres de Bragg ont été simulées par la méthode des matrices de transfert.

Les caractéristiques spectrales des réseaux de Bragg chirpés linéaires ont été analysées et discutées dans ce chapitre. Les réseaux à pas variable présentent quelques avantages par rapport aux réseaux uniformes, les réseaux chirpés sont caractérisés par une grande largeur de bande, un délai de groupe et une dispersion linéaires, etc. Ces propriétés permettent de retrouver ce type de réseau dans plusieurs applications dans les systèmes de transmission optique.

L'apodisation des réseaux de Bragg a été aussi introduite dans ce chapitre. Les rides présentes sur les réponses spectrales sont réduites et les lobes secondaires sont supprimés grâce à un couplage variable. La linéarité du délai de groupe et de la dispersion peut être améliorée en utilisant une apodisation des réseaux de Bragg.

Les spectres des canaux des réseaux échantillonnés simulés avec différentes valeurs de paramètres physiques ont été présentés et analysés. Nous avons présenté aussi dans ce chapitre quelques techniques de densification des canaux dans le but de concevoir des réseaux de Bragg échantillonnés permettant de filtrer un nombre maximum de canaux optiques dans une liaison multiplexée en longueurs d'onde dense (DWDM, en anglais).

Les réseaux de Bragg peuvent être réglés sur des longueurs d'onde prédéfinies en leur appliquant des tractions ou des gradients de température. Quelques travaux expérimentaux ont été présentés pour démontrer le principe de fonctionnement d'un réseau de Bragg accordable. A la fin de ce chapitre, un démultiplexeur  $1 \times 4$  et un multiplexeur  $4 \times 1$  à insertion/extraction basés sur des réseaux de Bragg uniformes, des circulateurs optiques, des combineurs en puissance et des commutateurs optiques ont été présentés et discutés. Ces dispositifs optiques ont été conçus et simulés par le logiciel OptiSystem.

## *Chapitre III*

# **SYNTHÈSE ET OPTIMISATION DES RÉSEAUX DE BRAGG PAR LA MÉTHODE DE LA RECHERCHE TABOU DIRIGÉE**

## I. Introduction

Récemment, beaucoup de projets de recherche ont fait l'objet d'étude des réseaux de Bragg dans les systèmes de transmission optiques. On trouve ces composants optiques dans plusieurs applications telles que la compensation de la dispersion chromatique, le multiplexage et démultiplexage en longueur d'onde, le routage optique, etc. La synthèse d'une structure d'un réseau de Bragg à partir d'une réponse spectrale est très importante pour la caractérisation et la conception de ce composant. Dans ce chapitre, des algorithmes métaheuristiques hybrides sont utilisés pour synthétiser et optimiser un réseau de Bragg. Le principe de base est de minimiser une fonction objectif qui représente une distance d'erreur entre un spectre objectif et un autre spectre calculé par une métaheuristique.

Les principes de fonctionnement de ces algorithmes sont issus de phénomènes purement naturels. Nous citons l'algorithme génétique (AG) qui est basé sur la notion de population, celle-ci subira une sélection pour trier ses meilleurs individus. Un individu est représenté par un chromosome, ce dernier est à son tour constitué de plusieurs gènes. Ces gènes sont par la suite croisés pour donner d'autres chromosomes fils. Une mutation est faite à partir des meilleurs chromosomes fils. Plus un individu est muté, plus la recherche s'éloignera du voisinage local de ce même individu non muté. La mutation garantit mathématiquement que l'optimum global peut être atteint. Le recuit simulé (RS) quant à lui s'inspire du phénomène physique de refroidissement lent d'un corps en fusion qui le conduit à un état solide de basse énergie. Un métal est chauffé à une température très élevée, il devient liquide et peut occuper toute configuration. Quand la température décroît, le métal va se figer petit à petit dans une configuration difficile à déformer, ce métal est refroidi lorsque la température atteint une valeur minimale. En le réchauffant (recuit), le métal peut être retravaillé de nouveau pour lui donner la forme désirée. La recherche tabou (RTa) est basée sur l'utilisation d'une mémoire flexible qui joue un rôle essentiel dans le processus de recherche et permet d'exploiter son historique en évitant de se faire piéger dans des optimums locaux et de revenir à des solutions déjà visitées. Une liste tabou est utilisée pour stocker les meilleures solutions pendant une durée dépendante de la taille de la liste.

Les métaheuristiques peuvent être hybridées entre elles, ou combinées avec d'autres méthodes de recherche locale ou de voisinage. Une classification hiérarchique et générale des métaheuristiques hybrides sera présentée dans ce chapitre.

L'Algorithme Génétique avec Codage de Simplexe (AGCS), le Recuit Simulé avec Recherche Heuristique de Motif (RSRHM) et la Recherche Tabou Dirigée (RTD) seront utilisés pour reconstruire les paramètres physiques d'un réseau de Bragg. Une comparaison entre les performances de ces trois métaheuristiques hybrides sera présentée. Cette comparaison va montrer que la RTD est la méthode la plus appropriée pour un système avec grande dimension. Cette méthode est choisie pour synthétiser les paramètres physiques d'un réseau de Bragg multi canal. Une estimation des coefficients thermo-optique et expansion thermique d'un réseau de Bragg mono canal est faite par la même méthode. A la fin de ce chapitre, la RTD sera utilisée pour optimiser les profils des tractions positives et négatives appliquées sur un réseau de Bragg mono canal et échantillonné à partir de spectres déformés.

## II. Algorithmes métaheuristiques

Les métaheuristiques constituent une classe de méthodes qui fournissent des solutions de bonne qualité en un temps raisonnable à des problèmes combinatoires réputés difficiles pour lesquels on ne connaît pas de méthode classique plus efficace. On appelle métaheuristiques (du grec, meta=qui englobe) des méthodes conçues pour échapper aux minimas locaux. Le terme meta s'explique aussi par le fait que ces méthodes sont des structures générales dont il faut instancier les composants en fonction du problème, par exemple ; le voisinage, les solutions de départ ou les critères d'arrêt. Les métaheuristiques sont généralement des algorithmes stochastiques itératifs, qui progressent vers un optimum global, c'est-à-dire l'extremum global d'une fonction en évaluant une certaine fonction objectif. Elles se comportent comme des algorithmes de recherche, tentant d'apprendre les caractéristiques d'un problème afin d'en trouver une approximation. L'intérêt croissant apporté aux métaheuristiques est tout à fait justifié par le développement des machines avec des capacités calculatoires énormes, ce qui a permis de concevoir des métaheuristiques de plus en plus complexes qui ont fait preuve d'une certaine efficacité lors de la résolution de plusieurs problèmes à caractère difficile [III .1].

Il existe de nombreuses métaheuristiques allant de la simple recherche locale à des algorithmes plus complexes de recherche globale. Ces méthodes utilisent un haut niveau d'abstraction, leur permettant d'être adaptées à un large éventail de problèmes d'optimisation combinatoire. Nous pouvons partager les méthodes heuristiques en deux catégories. Celles qui permettent de déterminer un minimum local, et celles qui s'efforcent de déterminer un optimum global [III .1].

On appelle méthode (ou algorithme de recherche) locale celle qui converge vers un minimum local. Les méthodes de recherche locale, appelées aussi méthodes de recherche par voisinage, partent d'une solution initiale et, par raffinements successifs, construisent des suites de solutions de coûts décroissants pour un problème de minimisation. Le processus s'arrête lorsqu'on ne peut plus améliorer la solution courante ou parce que le nombre maximal d'itérations (fixé au départ) est atteint. Quoique, ces méthodes ne soient pas complètes (rien n'assure qu'elles pourront trouver toutes les solutions existantes), ni n'assurent la preuve d'optimalité, de telles méthodes parviennent très souvent à trouver des solutions de bonne qualité dans des temps de calcul raisonnables. En effet, elles sont souvent les premières méthodes testées sur les nouveaux problèmes combinatoires émergeant des applications réelles et académiques [III .1]. On trouve dans la littérature de nombreuses méthodes locales. Les plus anciennes et les plus utilisées sont : la méthode de la descente, le recuit simulé, la recherche tabou, etc.

Contrairement aux méthodes de recherche locale, les méthodes de recherche globales ont pour objectif d'atteindre un ou plusieurs optima globaux. Ces méthodes sont appelées également des méthodes à population. Celles-ci sont d'une grande diversité : parmi elles on retrouve notamment les algorithmes génétiques, les algorithmes à évolution différentielle, la recherche dispersée, etc [III .1].

D'autre part, on peut partager les métaheuristiques en deux grandes classes : les métaheuristiques à solution unique (i.e. évoluant avec une seule solution) et celles à solutions

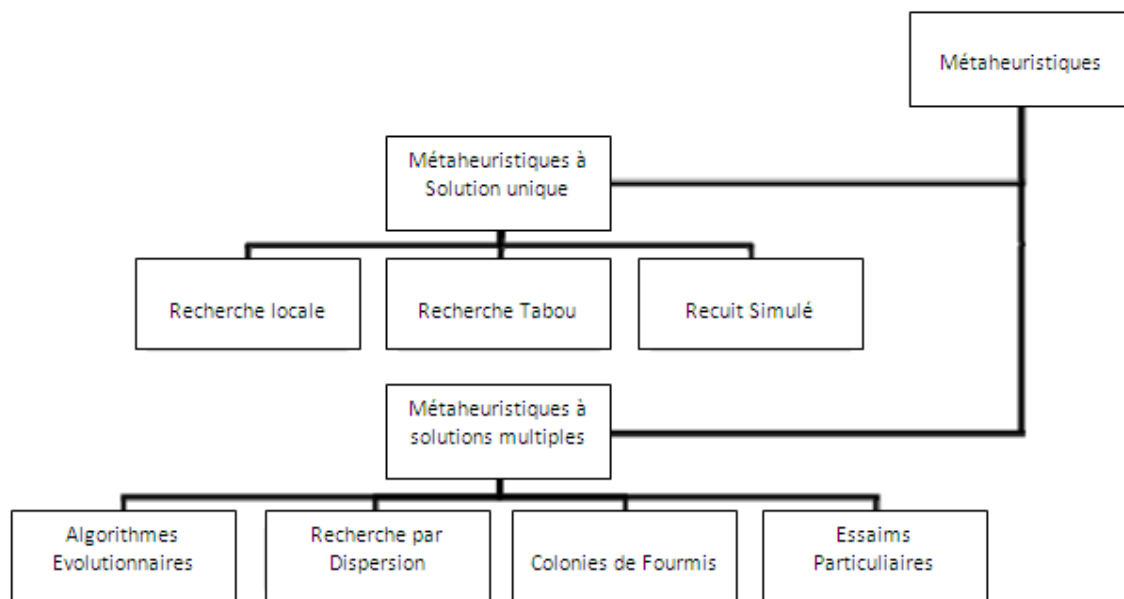


Fig (3.1). Classification des métaheuristiques [III .1]

multiples ou population de solutions (voir Fig. (3.1)). Les méthodes d'optimisation à population de solutions améliorent, au fur et à mesure des itérations, une population de solutions. L'intérêt de ces méthodes est d'utiliser la population comme facteur de diversité [III .1].

Finalement une « pseudo-classe » d'algorithmes a émergé ces dernières années pour résoudre des problèmes d'optimisation, qui contient des méthodes hybrides. Le principe consiste à combiner des algorithmes exacts et/ou des algorithmes approchés pour essayer de tirer profit des points forts de chaque approche et améliorer le comportement global de l'algorithme. Néanmoins, ces méthodes appartiennent forcément à l'une des classes de méthodes de résolution vues précédemment. En fait, une méthode hybride est soit exacte (i.e. donne une solution optimale) ou bien approchée (i.e. donne une solution approchée).

Dans les paragraphes suivants, nous allons présenter deux types de métaheuristiques à solution unique soit la recherche tabou et le recuit simulé, ainsi l'algorithme génétique qui appartient bien évidemment aux métaheuristiques à solutions multiples sera décrit.

## II.1 L'algorithme génétique

### II.1.1 Introduction

Les algorithmes génétiques (AG) sont inspirés de la génétique classique et utilisent le même vocabulaire. De manière générale, un algorithme génétique est constitué d'une population P de solutions appelées individus, dont l'adaptation à leur entourage est mesurée grâce à une fonction d'aptitude g qui retourne une valeur réelle, appelée fitness. Le principe général d'un AG consiste à simuler l'évolution d'une population d'individus jusqu'à atteindre un critère d'arrêt. Avant d'expliquer en détail le fonctionnement d'un algorithme génétique, nous allons présenter quelques mots de vocabulaire relatifs à la génétique. Ces mots sont souvent utilisés pour décrire un algorithme génétique [III.1].



- Gène : C'est une suite de bases azotées qui contient le code d'une protéine donnée. On appellera gène la suite de symboles qui codent la valeur d'une variable. Dans le cas général, un gène correspond à un seul symbole (0 ou 1 dans le cas binaire). Une mutation changera donc systématiquement l'expression du gène muté [III.1].
- Chromosome : Il est constitué d'une séquence finie de gènes qui peuvent prendre des valeurs appelées allèles qui sont prises dans un alphabet qui doit être judicieusement choisi pour convenir du problème étudié [III.1].
- Individu : C'est une des solutions potentielles. Dans la plupart des cas un individu sera représenté par un seul chromosome, dans ce cas, par abus de langage, on utilisera indifféremment individu et chromosome [III.1].
- Population : C'est l'ensemble des solutions potentielles qu'utilise l'AG [III.1].
- Génération : C'est l'ensemble des opérations qui permettent de passer d'une population  $P_i$  à une population  $P_j$ . Ces opérations sont généralement : sélection des individus de la population courante, application des opérateurs génétiques, évaluation des individus de la nouvelle population [III.1].
- Fitness : Elle est déterminée en fonction du problème à résoudre et du codage choisi par les chromosomes. Pour chaque chromosome, elle attribue une valeur numérique, qui est supposée proportionnelle à la qualité de l'individu en tant que solution. Le résultat renvoyé par la fonction d'évaluation va permettre de sélectionner ou de refuser un individu selon une stratégie de sélection [III.1]. La Fig. (3.2) illustre les cinq niveaux d'organisation d'un algorithme génétique.

## II.1.2 Codage des individus d'une population

### II.1.2.1 Codage binaire

Le codage binaire est un codage élémentaire dont le principe consiste à coder la solution selon une chaîne de bits. Une chaîne de bits est une suite de chiffres, chacun d'entre eux pouvant prendre la valeur 0 ou 1. La structure de données traditionnellement utilisée est un tableau, appelé aussi vecteur, de variables booléennes. Chaque composante  $x_j$ ,  $j = 0, \dots, N$  de ce vecteur est une valeur booléenne prise par la variable. Ce type de codage est le plus utilisé [III.2].

### II.1.2.2 Codage à caractères multiples

Par opposition au codage binaire, une autre manière de coder les chromosomes d'un algorithme génétique est le codage à l'aide de caractères multiples. Souvent, ce type de codage est plus naturel que le codage binaire. C'est d'ailleurs celui-ci qui est utilisé dans de nombreux cas poussés d'algorithmes génétiques [III.2].

## II.1.3 Evaluation et sélection

Le résultat fourni par la fonction d'évaluation va permettre de sélectionner ou de refuser un individu pour ne garder que les individus ayant le meilleur coût en fonction de la population courante : c'est le rôle de la fonction de fitness. Cette méthode permet de s'assurer que les individus performants seront conservés, alors que les individus peu adaptés seront

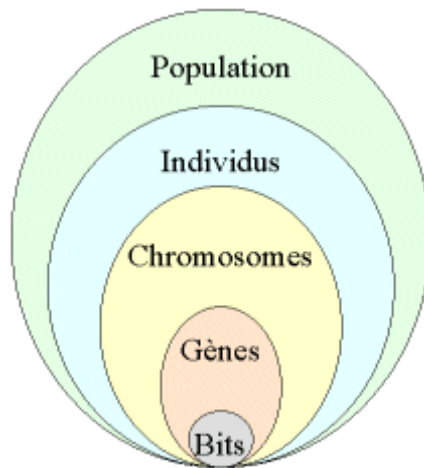


Fig (3.2). Les cinq niveaux d'organisation d'un algorithme génétique [III .2]

progressivement éliminés de la population. En d'autres termes, elle permet, à partir d'un chromosome, de calculer le coût d'un point de l'espace de recherche, de quantifier numériquement la validité de la solution qu'il représente et de mesurer la santé et le degré d'adaptation d'un individu à son environnement [III.3].

On peut alors définir une fonction de sélection qui, en se basant sur l'évaluation précédemment établie, va identifier statistiquement les meilleurs individus d'une population, sélectionner une sous-population à partir de la population parente, éliminer les individus les moins performants, et générer à leur place les plus performants.

Plus formellement, la sélection tant des individus de "haute qualité" que ceux de "basse qualité" comporte généralement un aspect aléatoire. Chaque individu  $x_i$  de la population parmi laquelle se fait la sélection, se voit attribuer une probabilité  $p_i$  d'être choisi d'autant plus grande que son évaluation est haute (basse dans le cas d'une sélection de "mauvais" individus). On tire un nombre  $r$  au hasard (uniformément) entre 0 et 1. L'individu  $k$  est choisi de telle façon que [III.4]

$$\sum_{i=1}^{k-1} p_i < r \leq \sum_{i=1}^k p_i \quad (3.1)$$

### II.1.3.1 Sélection par roulette

Il s'agit de la méthode la plus courante. Les individus parents sont sélectionnés proportionnellement à leur performance. Meilleur est le résultat fourni par l'évaluation d'un individu, plus grande est sa probabilité d'être sélectionné. Le nombre de fois qu'un individu sera sélectionné est égal à son évaluation divisée par la moyenne de l'évaluation de la population totale. Plus exactement, la partie entière représente le nombre de fois qu'il sera sélectionné, et la partie flottante représente la probabilité qu'il aura d'être sélectionné à nouveau [III.5].

On peut comparer cette méthode de sélection à une roulette de casino (voir fig (3.3)) sur laquelle sont placés tous les individus de la population, la largeur allouée à chacun des individus étant en relation avec leur valeur d'évaluation.

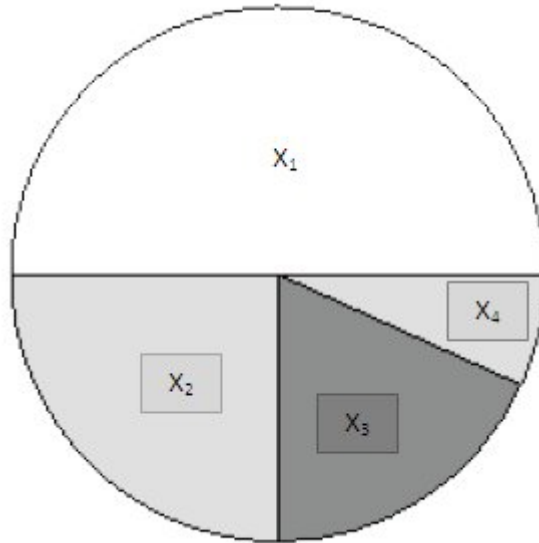


Fig (3.3). Probabilité de chaque individu placé sur une roulette de casino

Ensuite, la bille est lancée et s'arrête sur un individu. Les meilleurs individus peuvent ainsi être tirés plusieurs fois et les plus mauvais ne jamais être sélectionnés. Cela peut être simulé par l'algorithme suivant [III.3]

- Algorithme : Sélection par roulette
  - On calcule la somme  $S1$  de toutes les fonctions d'évaluation d'une population;
  - On génère un nombre  $r$  entre 0 et  $S1$ ;
  - On calcule ensuite une somme  $S2$  des évaluations en s'arrêtant dès que  $r$  est dépassé;
  - Le dernier individu dont la fonction d'évaluation vient d'être ajoutée est sélectionné.

### II.1.3.2 Sélection par rang

La sélection par roulette présente des inconvénients lorsque la valeur d'évaluation des individus varie énormément. En effet, on risquerait d'atteindre une situation de stagnation de l'évolution. Imaginons le cas où 90% de la roulette est allouée à l'individu qui a la meilleure évaluation, alors les autres individus auront une probabilité très faible d'être sélectionnés [III.2].

La sélection par rang trie d'abord la population par évaluation. Ensuite, chaque individu se voit associé un rang en fonction de sa position. Ainsi le plus mauvais individu aura le rang 1, le suivant 2, et ainsi de suite jusqu'au meilleur individu qui aura le rang  $N$ , pour une population de  $N$  individus. La sélection par rang d'un individu est identique à la sélection par roulette, mais les proportions sont en relation avec le rang plutôt qu'avec la valeur de l'évaluation. Avec cette méthode de sélection, tous les individus ont une chance d'être sélectionnés. Cependant, elle conduit à une convergence plus lente vers la bonne solution. Ceci est dû au fait que les meilleurs individus ne diffèrent pas énormément des plus mauvais [III.4].

### II.1.3.3 Sélection par tournoi

Soit une population de  $m$  individus. On forme  $m$  paires d'individus. Ensuite, il faut déterminer un nouveau paramètre, à savoir la probabilité de victoire du plus fort. Cette probabilité représente la chance que le meilleur individu de chaque paire soit sélectionné. En principe, cette probabilité doit être grande. Par expérience, une valeur idéale se situe entre 70% et 100%. A partir des  $m$  paires, on détermine ainsi  $m$  individus pour la reproduction [III.6].

### II.1.3.4 Elitisme

A la création d'une nouvelle population, il y a de grandes chances que les meilleurs chromosomes soient modifiés, et donc perdus après les opérations d'hybridation et de mutation. Pour éviter cela, on utilise la méthode élitiste. Elle consiste à copier un ou plusieurs des meilleurs chromosomes dans la nouvelle génération. Ensuite, on génère le reste de la population selon l'algorithme de reproduction usuel. Cette méthode améliore considérablement les algorithmes génétiques, car elle permet de ne pas perdre les meilleures solutions [III.5].

## II.1.4 Croisement

Le phénomène de croisement est une propriété naturelle de l'ADN (Acide désoxyribonucléique : ADN est le support de l'hérédité car il constitue le génome des êtres vivants et se transmet en totalité ou en partie lors des processus de reproduction). Il a pour objectif d'enrichir la diversité de la population en manipulant les composants des individus, c'est-à-dire les chromosomes. C'est par analogie avec la notion d'hybridation de Darwin qu'a été conçu cet opérateur. Classiquement, les croisements sont envisagés avec un couple d'individus parents et génèrent deux enfants [III.1].

Cet opérateur favorise l'exploration de l'espace de recherche. Considérons deux gènes A et B pouvant être améliorés par mutation. Il est peu probable que les deux gènes améliorés A' et B' apparaissent par mutation chez un même individu. Par contre, l'opérateur de croisement permettra de combiner rapidement A' et B' dans la descendance de deux parents portant chacun un des gènes mutants. Il est alors possible que la présence simultanée des deux gènes produise un individu encore plus adapté. L'opérateur de croisement assure donc le brassage du matériel génétique et l'accumulation des mutations favorables. En termes plus concrets, cet opérateur permet de créer de nouvelles combinaisons des paramètres des composants [III.2].

### II.1.4.1 Croisement en un point

On choisit au hasard un point de croisement, pour chaque couple. Notons que le croisement s'effectue directement au niveau binaire, et non pas au niveau des gènes. Un chromosome peut donc être coupé au milieu d'un gène, sauf si un bit représente un gène.

Considérons des chromosomes constitués de  $M$  bits. Initialement, on tire aléatoirement une position de croisement. On échange ensuite les deux sous-chaînes terminales de chacun des deux chromosomes parents P1 et P2, ce qui produit deux nouveaux chromosomes enfants E1 et E2 [III.6] (voir fig. (3.4)).

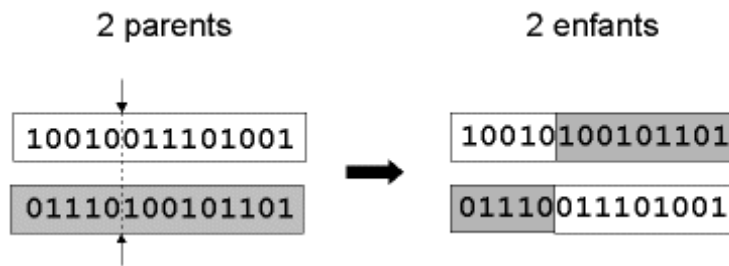


Fig (3.4). Croisement en un point [III.2]

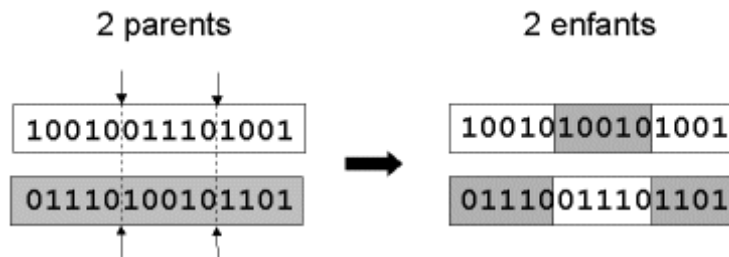


Fig (3.5). Croisement en deux points [III.2]

Une fois la génération intermédiaire à moitié remplie, les individus sont aléatoirement répartis en couples hermaphrodites (Individu morphologiquement male et femelle, soit alternativement soit simultanément. Par exemple un escargot). Les chromosomes des parents sont alors copiés et recombinaison de façon à former deux descendants possédant des caractéristiques issues des deux parents. On forme ainsi la génération  $t + 1$  [III.4].

#### II.1.4.2 Croisement en deux points

On choisit aléatoirement deux points de croisement. On échange ensuite les deux sous-chaines situées entre les deux points de croisement de chacun des deux chromosomes parents P1 et P2, ce qui produit deux nouveaux chromosomes enfants E1 et E2 [III.6] (voir fig. (3.5)).

#### II.1.5 Mutation

Une mutation est l'inversion d'un bit aléatoire dans un chromosome. Un bit à 1 prendra la valeur 0 et réciproquement (voir fig (3.6)). Les mutations jouent le rôle de bruit en introduisant des innovations et empêchent l'évolution de se figer. Elles assurent en outre une recherche aussi bien globale que locale, selon le poids et le nombre des bits mutés. Plus un individu a été muté, plus la recherche s'éloignera du voisinage local de ce même individu non muté. De plus, elles garantissent mathématiquement que l'optimum global peut être atteint [III.3].

D'autre part, une population trop petite peut s'homogénéiser à cause des erreurs stochastiques (aléatoires) : les gènes favorisés par le hasard peuvent se répandre au détriment des autres. Une telle situation risque d'aboutir à des résultats qui ne seront pas forcément optimaux. Ce mécanisme de l'évolution, qui existe même en l'absence de sélection, est connu sous le nom de dérive génétique. Les mutations permettent de contrebalancer cet effet en introduisant constamment de nouveaux gènes dans la population [III.4].

Il existe de nombreuses méthodes simulant une mutation. Souvent la probabilité de mutation  $p_m$  par bit et par génération est fixée entre 0,001 et 0,01. On peut prendre également

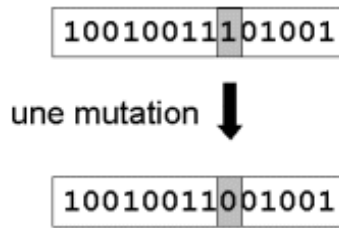


Fig (3.6). Mutation [III.2]

une valeur  $p_m = 1/L_{m1}$  où  $L_{m1}$  est le nombre de bits composant un chromosome. Il est possible d'associer une probabilité différente à chaque gène. Ces probabilités peuvent être fixes ou peuvent évoluer dans le temps [III.1].

Si, dans un environnement stable, il est préférable d'avoir un taux de mutation faible, la survie d'une espèce dans un environnement subissant une évolution rapide nécessite un taux de mutation élevé, permettant une adaptation rapide. Les taux de mutation d'une espèce dépendent donc de leur environnement. Après divers essais, il semblerait que la meilleure stratégie à adopter soit la méthode d'auto-adaptation des probabilités de mutation [III.2].

Lors de la genèse, les probabilités de mutation sont supposées égales à 0,1. Cette valeur semble bonne par expérience. Au cours du déroulement de l'algorithme, les gènes et les individus ayant des probabilités de mutation trop élevées ont tendance à disparaître. De même, les gènes ayant des probabilités de mutation trop faibles ne peuvent pas évoluer favorablement et tendent à être supplantés. Les probabilités de mutation dépendent donc du gène considéré et de la taille de la population. De plus, elles évoluent au cours du temps. Il y a donc auto-adaptation des probabilités de mutation [III.2].

## II.2 Recuit simulé

### II.2.1 Introduction

Le recuit simulé est une version améliorée de la méthode d'amélioration itérative. Il a été proposé en 1983 par Kirkpatrick [III.8] pour la résolution des problèmes d'optimisation combinatoires comme par exemple le problème de déplacement du voyageur de commerce [III.9]. La méthode imite le principe de la thermodynamique. Elle s'inspire du phénomène physique de refroidissement lent d'un corps en fusion qui le conduit à un état solide de basse énergie. Un métal est chauffé à une température très élevée, il devient liquide et peut occuper toute configuration. Quand la température décroît, le métal va se figer peu à peu dans une configuration qu'il est de plus en plus difficile à déformer, il est refroidi. En le réchauffant (recuit), le métal peut être retravaillé de nouveau pour lui donner la forme désirée. Il faut baisser lentement la température en marquant des paliers suffisamment longs pour que le corps atteigne l'équilibre thermodynamique à chaque palier de la température, ce qui permet d'obtenir à la fin du processus un matériau dans un état cristallin bien ordonné correspondant à un état d'énergie minimum. Par contre, si la baisse de température se fait de manière trop brutale, le matériau est amorphe et ses atomes sont figés dans un état désordonné traduisant un minimum local d'énergie [III.7].

## II.2.2 Notions

### II.2.2.1 Probabilité de Boltzmann

La probabilité de Boltzmann [III.10], notée  $P_T$  mesure la probabilité de trouver un système dans une configuration  $i$  avec une énergie  $E_i$ , à une température  $T$  donnée, dans l'espace des configurations  $S$ . Elle est définie par [III.10]

$$P_T(X = i) = \frac{1}{Z(T)} \exp\left(-\frac{E_i}{KT}\right) \quad (3.2)$$

où  $X$  est une variable stochastique qui désigne l'état actuel du solide,  $K$  est appelé la constante de Boltzmann et  $Z(T)$  est appelée fonction de répartition définie par [III.10]

$$Z(T) = \sum_{j=1}^t \exp\left(-\frac{E_j}{KT}\right) \quad (3.3)$$

où  $t$  représente tous les états énergétiques possibles.

Dans cette expression, le facteur  $KT$  montre que lorsque la température est très élevée, tous les états sont à peu près équiprobables, c'est-à-dire qu'un grand nombre de configurations sont accessibles. Au contraire, quand la température est basse, les états à haute énergie deviennent peu probables par rapport à ceux de faible énergie [III.10].

Pour simuler l'évolution d'un solide vers l'équilibre thermique pour une température  $T$ , Metropolis [III.11] a proposé un critère appelé critère de Metropolis qui est dérivé de la probabilité de Boltzmann.

### II.2.2.2 Critère de Metropolis

Dans le contexte d'optimisation par la méthode du Recuit Simulé (RS), l'énergie est remplacée par la fonction objectif, ainsi l'obtention d'un solide à énergie minimum est équivalente à la recherche de l'optimum global de la fonction objectif. Cette recherche se fait par explorations successives de différentes configurations [III.12].

Après chaque passage d'une configuration  $X$  à une configuration  $Y$ , la variation de la fonction objectif est  $\Delta f_{obj} = f(Y) - f(X)$ . La transformation est acceptée selon la probabilité  $p(X, Y)$  telle que [III.12]

$$p(X, Y) = \exp\left(-\frac{\Delta f_{obj}}{T}\right) \quad (3.4)$$

Lorsque la variation  $\Delta f_{obj}$  est négative ou nulle, l'exponentielle est supérieure ou égale à 1 et la nouvelle configuration est acceptée [III.12]

- Si  $\Delta f_{obj} > 0$ ,  $p(X, Y)$  est comparée à un nombre aléatoire  $\text{rand} \in [0, 1]$ .
- Si  $\text{rand} < p(X, Y)$  la configuration  $Y$  est essayée.
- Sinon elle est rejetée et une autre configuration est essayée.

Les configurations ayant une augmentation en  $\Delta f_{obj}$ , c'est-à-dire une dégradation de la fonction objectif sont donc moins probables pour une température donnée, d'autant moins que la température est faible [III.12].

### II.2.2.3 Chaîne de Markov et équilibre thermique

La chaîne de Markov est l'ensemble des configurations explorées à température constante. L'équilibre thermique est caractérisé par la convergence de la distribution des énergies calculées sur les différentes configurations de la chaîne de Markov vers une loi normale. En pratique, ce critère d'équilibre thermique est trop sévère et il est remplacé par la notion de quasi-équilibre. Ce dernier est atteint lorsque la longueur de la chaîne de Markov, c'est-à-dire le nombre de configurations explorées, est suffisamment grande [III.7].

### II.2.2.4 Algorithme

Kirkpatrick a fait une analogie entre l'optimisation et le phénomène physique de refroidissement en faisant une correspondance entre arrangements des atomes et paramètres de conception, énergie et fonction objectif à minimiser, minimum de l'énergie et minimum global, chaîne de Markov et nombre de configurations explorées à température constante [III.8].

Cependant, le concept de température d'un système physique n'a pas d'équivalent direct avec le problème à optimiser. Ainsi, le paramètre température  $T$  est simplement un paramètre de contrôle, indiquant le contexte dans lequel se trouve le système, c'est-à-dire le stade de recherche. Le critère de Metropolis détermine si une nouvelle configuration générée présente une variation d'une fonction objectif acceptable. Il permet aussi de sortir des minimas locaux quand la température est élevée [III.13].

L'algorithme commence avec une température initiale élevée et une configuration initiale prise au hasard. A l'aide d'un déplacement aléatoire, une nouvelle configuration est générée selon chaque direction. Selon le critère de Metropolis, elle sera acceptée ou rejetée. Ce processus est répété, à partir du dernier point accepté, un certain nombre de fois jusqu'à obtenir l'équilibre thermique. Pendant cette phase, le vecteur pas de déplacement  $p$  est périodiquement ajusté pour s'adapter à la fonction, le meilleur point obtenu est désigné comme optimum courant [III.13].

La température est diminuée progressivement en générant à chaque palier un ensemble de solutions à partir de l'optimum courant. Au début de l'algorithme, le paramètre de contrôle  $T$  est élevé, ainsi la probabilité  $p(X,Y)$  est proche de 1 et presque toutes les dégradations de la fonction objectif sont acceptables, ce qui favorise l'exploration. Au contraire, quand  $T$  diminue, les remontées sont de plus en plus difficiles et seules de très faibles dégradations sont acceptées, favorisant ainsi l'intensification. Le processus complet est répété jusqu'à ce que le critère d'arrêt soit atteint [III.9].

En résumé, le recuit simulé utilise une double dynamique :

- 1- Recherche de minimas à température fixée avec la chaîne de Markov ,
- 2- Diminution par étape de la température.



### II.2.3 Paramètres

La principale difficulté rencontrée dans la résolution d'un problème d'optimisation par cette méthode est liée à la détermination du schéma de refroidissement. L'ensemble des paramètres qui gouvernent la convergence de l'algorithme sont [III.10] :

- Valeur initiale du paramètre de contrôle  $T_0$  (température initiale),
- Facteur de réduction de la température  $r_t$ ,
- Nombre d'itérations à température constante (longueur de chaîne de Markov)  $L_m$ ,
- Taille de voisinage  $N_s$ ,
- Critère d'arrêt.

#### II.2.3.1 Température initiale

La température initiale est déterminée, sinon fixée arbitrairement, lors d'une phase de prétraitement avec une exploration initiale partielle de l'espace des configurations. D'après Kiskpatrick [III.8],  $T_0$  doit être choisie de telle sorte que la probabilité d'acceptation de la plus mauvaise solution, notée  $P_r$  soit environ 80%. Ensuite, dans l'expression de  $p(X,Y)$ , l'utilisateur doit fixer l'accroissement maximal acceptable de la fonction objectif, noté  $\Delta f^+$ , pour en déduire la valeur de  $T_0$ . L'expression suivante est obtenue [II.8]

$$T_0 = \frac{\Delta f^+}{\ln(P_r)} \quad (3.5)$$

Cette relation peut être déduite de la probabilité de Boltzmann.

#### II.2.3.2 Décroissement de température

Le changement de température de  $T_k$  vers  $T_{k+1}$  est effectué au moment où l'équilibre thermique (ou l'état de quasi-équilibre) est détecté. La recherche de cet équilibre s'effectue en générant une succession de chaînes de Markov. La variation de température se fait donc par paliers suivant la fonction de décroissance utilisée [III.10].

La fonction la plus courante est la loi linéaire qui permet d'avoir une décroissance rapide au début de l'optimisation, et lente proche de la convergence. Elle s'écrit comme suit [III.10]

$$T_{k+1} = a \times T_k \quad (a < 1, \text{valeurs typiques } 0.8 \text{ à } 0.99) \quad (3.6)$$

#### II.2.3.3 Nombre d'itérations à température constante

Cette valeur doit être assez élevée pour atteindre le quasi-équilibre et suffisamment faible pour réduire le temps d'optimisation.

#### II.2.3.4 Critères d'arrêt

Un grand nombre de critères existent. Le processus d'optimisation est arrêté quand aucune amélioration sensible n'est réalisée, ou quand le paramètre de contrôle est inférieur à une certaine valeur. Vanderbilt *et al* [III.14] ont suggéré comme critère d'arrêt l'expression suivante

$$\frac{\bar{f} - f_{opt}}{\bar{f}} \leq \varepsilon \quad (3.7)$$

où  $f_{opt}$  est la valeur de la fonction objectif à l'optimum courant,  $\bar{f}$  est la moyenne des fonctions objectives des configurations générées depuis le début de l'optimisation et  $\varepsilon$  est la précision fixée par l'utilisateur.

D'autres méthodes empiriques, faciles à implanter et conduisant à de bon résultats, parmi lesquels on cite Painton, en 1994 [III.15], qui propose d'arrêter l'algorithme lorsque après dix décroissances successives de la température, il n'y a pas d'amélioration de la configuration optimale. Dolan, en 1990 [III.16], propose d'arrêter l'algorithme de recuit simulé lorsque la température de recuit est inférieure à une valeur choisie.

## II.2.4 Recuit simulé à pas tabulé

### II.2.4.1 Prédétermination du vecteur pas

Nous proposons dans ce paragraphe une méthode de détermination des vecteurs pas. Ces vecteurs pas utilisés sont indépendants de la situation de l'algorithme, ce qui le rend plus robuste. Ils ne dépendent que d'un paramètre, fixé par l'utilisateur, qui est le coefficient de réduction du pas. Le vecteur pas est initialement égal à la largeur de l'espace de recherche et il se réduit à chaque itération, comme il est montré dans l'équation (3.8), à température constante. Pour chaque direction  $i$  et à chaque itération  $j$ , le vecteur pas est calculé comme suit [III.10]

$$P_{i,j} = \frac{X_{iM} - X_{im}}{c^j}, i = 1, \dots, n \quad j = 1, \dots, L_m \quad (3.8)$$

où  $c$  est un coefficient de réduction supérieur à 1, éventuellement dépendant de l'espace de recherche.

Le recuit simulé utilisant la relation (3.8) pour déterminer le vecteur pas est appelé recuit simulé à pas tabulé (RSPT). Au début, la recherche commence par des grands pas couvrant tout l'espace, favorisant ainsi l'exploration. La diminution du vecteur pas et du paramètre de contrôle favorise la recherche dans un espace plus petit, permettant ainsi l'intensification [III.7].

### II.2.4.2 Etapes de l'algorithme RSPT

L'algorithme de recuit simulé à pas tabulé est le suivant [III.7] :

- 1- Initialisation : soit  $X_0$  un point initial,  $T_0$  la température initiale,  $N_s$  le nombre des points générés à vecteur pas constant, selon chaque direction,  $L_m$  le nombre de réductions du vecteur pas à température constante,  $N_t$  le nombre de diminutions de la température, le point initial est optimum courant et point de départ,
- 2- Prédéterminer les vecteurs pas en utilisant l'équation (3.8),
- 3- Générer un nouveau point à partir du point de départ, en utilisant un mouvement aléatoire selon la direction courante et avec le vecteur pas courant,
- 4- Si la valeur de la fonction objectif du nouveau point est plus petite que celle de l'optimum courant, alors le nouveau point devient l'optimum courant,

- 5- Sinon, calculer la probabilité de Boltzmann (équation (3.4)) à la température courante.  
Si le critère de Metropolis est vérifié alors le nouveau point devient le point de départ,
- 6- Changer la direction courante,
- 7- Retourner à 3, n fois,
- 8- Retourner à 3,  $N_s$  fois,
- 9- Changer le pas courant selon (3.8),
- 10- Retourner à 3,  $L_m$  fois,
- 11- Réduire la température courante,
- 12- Retourner à 3, si le critère d'arrêt n'est pas satisfaisant.

## II.3 Recherche tabou

### II.3.1 Introduction

La recherche tabou (RTa) est une métaheuristique originalement développée par Glover en 1986 [III.17] spécifiquement pour des problèmes d'optimisation combinatoires, et qui permet de trouver d'une manière flexible un compromis entre la qualité de la solution et le temps de calcul [III.18] [III.19]. Elle est basée sur l'utilisation d'une mémoire flexible qui joue un rôle essentiel dans le processus de recherche et permet d'exploiter son historique en évitant de se faire piéger dans des optimums locaux et de revenir à des solutions déjà visitées. Une liste tabou est utilisée pour stocker les meilleures solutions pendant une durée dépendante de la taille de la liste [III.20]. Cette méthode a été appliquée avec succès pour résoudre de nombreux problèmes d'optimisation réputés difficiles tels que le voyageur de commerce [III.21], le routage de véhicule [III.22], l'ordonnancement [III.23] et la planification des restaurations [III.24].

### II.3.2 Principe de l'algorithme

Dans une première phase, la méthode de la recherche tabou (RTa) peut être vue comme une généralisation des méthodes d'amélioration locale. En effet, en partant d'une solution quelconque  $X$  appartenant à l'ensemble des solutions  $S$ , la recherche se déplace vers une solution  $Y$  située dans le voisinage  $V_x$  par une exploration itérative de l'espace des solutions. Au début, le vecteur pas couvre la totalité de l'espace de recherche puis il diminue à chaque itération [III.25].

Parmi tous les points générés dans le voisinage  $V_x$  de  $X$ , le meilleur est retenu et il sera le centre du prochain voisinage. Ce point est celui qui améliore le plus la fonction objectif  $f$ , ou sinon celui qui dégrade le moins.

L'originalité de la méthode de la RTa par rapport aux méthodes locales, qui s'arrêtent dès qu'il n'y a pas d'amélioration de la valeur de la fonction objectif  $f$ , réside dans le fait qu'il est possible de dégrader la solution. Cette caractéristique évite ainsi à l'algorithme d'être piégé dans un minimum local mais elle induit également un risque de revenir à des solutions déjà explorées [III.25].

Pour régler ce problème, l'algorithme a besoin d'une mémoire qui conserve pendant un moment la trace des dernières solutions visitées. Ces solutions sont déclarées tabous, d'où le nom de la méthode. Elles sont stockées dans une liste de longueur  $L$  fixe appelée liste tabou. Une nouvelle solution n'est acceptée que si elle n'appartient pas à la liste tabou. Le

retour vers des solutions déjà explorées dépend donc de la longueur de la liste tabou. Elle sera d'autant plus difficile que cette dernière est longue. En conséquence, la recherche sera dirigée vers des régions non explorées. Dans le cas des variables continues, c'est le pas de déplacement ayant conduit à cette solution, et non la solution elle-même, qui est stocké dans la liste tabou [III.26].

La liste tabou est gérée comme une liste circulaire FIFO (premier entré premier sorti ou First In First Out ,en anglais). A chaque itération, le pas de déplacement tabou le plus ancien est éliminé et il est remplacé par le plus récent [III.26].

Dans la littérature, on trouve beaucoup de structures de la RTa. Elles sont souvent implémentées pour l'optimisation des variables continues. La méthode de la recherche tabou de Hu (RTHu) est présentée dans la section suivante [III.26].

### II.3.3 Recherche tabou de Hu

En suivant les idées de Glover, Hu [III.27] a proposé un algorithme de recherche tabou pour l'optimisation de variables continues. Pour générer un mouvement aléatoire et définir un voisinage, Hu a proposé un ensemble de pas  $p_i$ ,  $P=[p_1, p_2, \dots, p_{N_a}]$  en utilisant (3.8). Mais le codage d'une liste tabou est encombrant car il faudrait garder en mémoire tous les éléments qui définissent une solution. Pour pallier à cet inconvénient, la liste tabou des solutions interdites est remplacée par la liste des derniers pas  $p_i$  correspondant aux solutions ayant amélioré la fonction objectif. Cette recherche tabou ne permet pas de dégrader la fonction objectif, même temporairement [III.27].

Les paramètres de RTHu sont la taille de voisinage  $N_n$ , le nombre de subdivisions du vecteur pas  $N_a$ . Ce dernier nombre est également la taille de la liste tabou  $L$ .

#### ➤ Algorithme de RTHu

L'algorithme est comme suit [III.27]

1. Construire la matrice des pas en utilisant (3.8) pour chaque direction.
2. Initialisation : soit un point de départ généré aléatoirement  $X_0$ , la liste tabou est vide et le meilleur point est le point initial  $X^*=X_0$ ,  $f^*=f(X_0)$ .
3. Générer un mouvement aléatoire faisable dans les voisinages  $V(X^*, p_k)$  ( $k=1, \dots, N_a$ ) de la meilleure solution courante en utilisant les pas non tabou. Soit  $X_j$  le meilleur point dans tous les voisinages,  $f(X_j)$  est sa fonction objectif et  $p_j$  le pas utilisé pour générer  $X_j$ .
4. Si  $f(X_j) \leq f(X^*)$  alors  $X^* = X_j$ ,  $f^* = f(X_j)$ , ajouter le pas  $p_j$  à la liste tabou LT.
5. Mettre à jour les pas  $p_i$  en utilisant (3.8) et retourner à l'étape 3.
6. Si tous les pas sont dans la liste tabou et le critère d'arrêt n'est pas satisfaisant, alors remise à zéro de la liste tabou LT et retour à l'étape 3.

#### ➤ Critère d'arrêt.

L'algorithme s'arrête si :

1. La fonction objectif ne change plus de manière significative ou si
2. Un grand nombre de points est généré sans aucune amélioration de la fonction objectif.

### III. Métaheuristiques hybrides

#### III.1 Introduction

Le recuit simulé, la recherche tabou et l'algorithme génétique ont été déjà combinés avec succès avec d'autres méthodes dans plusieurs applications. On peut classer ces différentes hybridations selon la taxonomie proposée par Talbi [III.29]. Cette classification permet de comparer les métaheuristiques hybrides de façon qualitative. La taxonomie comporte deux aspects. Une classification hiérarchique permet d'abord d'identifier la structure de l'hybridation. Ensuite, une classification générale spécifie les détails des algorithmes impliqués dans l'hybridation.

#### III.2 Classification hiérarchique

La classification hiérarchique se subdivise en deux classes: l'hybridation de bas niveau et l'hybridation de haut niveau. On a une hybridation de bas niveau lorsqu'une fonction d'une métaheuristique est remplacée par une autre métaheuristique. On obtient une hybridation de haut niveau lorsque deux métaheuristiques sont hybridées sans que leur fonctionnement interne ne soit en relation [III.28].

Chacune des deux classes d'hybridation précédentes se subdivise en deux autres classes: à relais et co-évolutionnaire. Lorsque les métaheuristiques sont exécutées de façon séquentielle, l'une utilisant le résultat de la précédente comme entrée, on a une hybridation à relais. L'hybridation co-évolutionnaire se fait lorsque des agents coopèrent en parallèle pour explorer l'espace de solutions [III.28].

La combinaison de toutes les classes nommées précédemment donne quatre classes différentes: les hybridations bas niveau à relais, bas niveau co-évolutionnaire, haut niveau à relais et haut niveau co-évolutionnaire. Voici une description plus détaillée de chacune des classes d'hybridation avec quelques exemples de travaux réalisés.

L'hybridation de bas niveau à relais représente les algorithmes dans lesquels une métaheuristique est incorporée dans une autre métaheuristique à solution unique. Par exemple, Martin et Otto [III.30] ont incorporé une recherche locale (RL) dans un algorithme de RS pour résoudre le problème du voyageur de commerce et celui de la partition de graphes. Leur méthode a surpassé les algorithmes de recherche locale traditionnels.

L'hybridation de bas niveau co-évolutionnaire consiste à incorporer un algorithme de recherche locale axé sur l'exploitation à une métaheuristique à population axée sur l'exploration. Ces deux types de métaheuristiques ont des forces et faiblesses complémentaires: l'exploitation raffine une solution tandis que l'exploration fouille plus largement l'ensemble des solutions. Pour le problème d'assignation de tâches sur des ordinateurs hétérogènes, Salcedo-Sanz, Xu *et al.* [III.31] proposent une méthode qui améliore les individus d'un AG grâce à un algorithme de réseaux de neurones avant d'utiliser les opérateurs génétiques. Fleurent et Ferland [III.32] remplacent l'opérateur de mutation d'un AG par une RL ou une RTa pour résoudre le problème de partition de graphes.

L'hybridation de haut niveau à relais se fait lorsque des métaheuristiques complètes sont exécutées séquentiellement. Par exemple, on peut améliorer la solution d'un algorithme à population en l'utilisant comme solution de départ d'un algorithme de recherche locale. Azimi [III.33] propose deux hybridations haut niveau à relais pour l'agencement d'horaires

d'examens. La première méthode utilise une RTa dont la solution trouvée servira à initialiser la matrice de phéromone d'une Optimisation par Colonies de Fourmis (OCF). La deuxième méthode prend la meilleure solution trouvée par une OCF comme solution de départ d'une RTa.

Finalement, l'hybridation de haut niveau co-évolutionnaire implique un ensemble de métaheuristiques complètes qui travaillent en parallèle et coopèrent pour trouver la solution optimale d'un problème. L'algorithme génétique basé sur le modèle insulaire proposé par Tanese [III.34] en est un exemple. Dans ce modèle, la population est divisée en petites sous-populations réparties sur les sommets d'un hypercube. Chacune de ces sous-populations évolue selon les règles de l'algorithme génétique. À intervalles réguliers, des migrations ont lieu entre les sous-populations situées sur la même dimension de l'hypercube.

### III.3 Classification générale

La classification générale de la taxonomie de Talbi [III.29] comporte trois dichotomies: les approches hybrides homogènes versus hétérogènes, globales versus partielles et spécialistes versus générales.

Une hybridation est dite homogène lorsque les métaheuristiques combinées sont identiques. Par exemple, le modèle proposé par Tanese [III.34], et cité précédemment, est une hybridation de haut niveau co-évolutionnaire homogène. À l'inverse, une hybridation hétérogène combine des métaheuristiques différentes. La méthode proposée par Hammami et Ghédira [III.35] est une hybridation de haut niveau co-évolutionnaire hétérogène.

Une hybridation globale fait en sorte que toutes les métaheuristiques explorent l'ensemble de l'espace de solutions [III.40]. Toutes les méthodes présentées dans la section précédente sont des hybridations globales. D'un autre côté, l'hybridation partielle décompose un problème en sous-problèmes ayant leur propre espace de solutions, et chaque sous-problème est donné à un algorithme. Taillard [III.36] propose une méthode qui décompose un problème de routage de véhicules en sous-problèmes résolus avec une RTa. Les sous-problèmes sont créés en divisant l'ensemble des villes à visiter en secteurs.

Les hybridations générales sont celles où tous les algorithmes résolvent le même problème d'optimisation [III.40]. Les méthodes citées dans la section précédente sont toutes des hybridations générales. Les hybridations spécialistes sont celles où chaque algorithme résout un problème d'optimisation différent. Bachelet, Hafidi *et al.* [III.37] proposent une méthode hybride de haut niveau co-évolutionnaire où une RTa est utilisée en parallèle pour résoudre un problème d'assignation quadratique, tandis qu'un AG effectue une tâche de diversification formulée comme un autre problème d'optimisation. Une mémoire de fréquence sert à emmagasiner des informations relatives aux solutions visitées par la RTa. L'AG utilise la mémoire de fréquence pour générer des solutions appartenant à des régions non explorées. Une autre approche d'hybridation spécialiste à haut niveau co-évolutionnaire consiste à utiliser une heuristique pour optimiser la valeur des paramètres d'une autre heuristique. Par exemple, Krueger [III.38] optimise les paramètres d'un RS à l'aide d'un AG. Shahookar et Mazumder [III.39] optimisent les paramètres d'un AG à l'aide d'un autre AG.

Dans les paragraphes suivants, nous allons présenter trois types de métaheuristiques hybrides. L'algorithme génétique, le recuit simulé et la recherche tabou vont être hybridés avec des méthodes de recherche locale et de voisinage.

### III.4 Algorithme génétique avec codage de simplexe (AGCS)

#### III.4.1 Introduction

L'algorithme génétique avec codage de simplexe (AGCS) est obtenu en faisant une hybridation entre l'algorithme génétique et une méthode de recherche locale basée sur un simplexe, appelée la méthode de Nelder-Mead. Chaque chromosome dans une population est un simplexe, et un gène représente le sommet d'un simplexe. Les procédures de sélection, croisement et mutation sont utilisées pour améliorer la population initiale. La méthode de Nelder-Mead est appliquée pour améliorer la population dans l'étape initiale et à chaque étape intermédiaire lorsque de nouveaux enfants sont générés. Dans l'AGCS, nous utilisons un schéma de sélection avec classement linéaire [III.41] pour choisir les bons parents qui devront être mutés par la suite. En utilisant un nouveau schéma de croisement de parents multiples, de nouveaux enfants sont reproduits et un nombre réduit d'eux sera muté. Une modification de Kelly [III.42-43] de l'algorithme de Nelder-Mead est aussi appliquée sur les meilleurs points visités à l'étape finale de l'AGCS pour accélérer la recherche et améliorer ces meilleurs points. Avant de présenter l'AGCS en détails, nous allons tout d'abord faire une description générale de la méthode de Nelder-Mead dans la section suivante.

#### III.4.2 Méthode de Nelder-Mead

Une méthode de recherche locale appelée Nelder-Mead est l'une des méthodes d'optimisation dérivatives non linéaires les plus répandues. Au lieu d'utiliser une information de dérivation d'une fonction à minimiser, la méthode de Nelder-Mead maintient à chaque itération un simplexe non dégénéré, une figure géométrique en  $n$  dimensions d'un volume qui représente une coque convexe de  $n+1$  sommets,  $x_1, x_2, \dots, x_{n+1}$ , et les valeurs de leurs fonctions respectives. A chaque itération, de nouveaux points sont calculés, avec les valeurs de leurs fonctions pour former un nouveau simplexe. Quatre paramètres scalaires doivent être spécifiés pour définir une méthode de Nelder-Mead complète ; les coefficients de réflexion  $\rho$ , d'expansion  $\chi$ , contraction  $\gamma$  et de rétrécissement  $\sigma$ . Ces paramètres sont choisis pour satisfaire les conditions suivantes [III.44]

$$\rho > 0, \chi > 1, 0 < \gamma < 1 \text{ et } 0 < \sigma < 1 \quad (3.11)$$

A présent, nous allons définir les différentes étapes de la méthode de Nelder-Mead

1. Classement : Classer et re-étiqueter les  $n+1$  sommets de la manière suivante :  $x_1, x_2, \dots, x_{n+1}$  de tel sorte que l'inégalité  $f(x_1) \leq f(x_2) \leq \dots \leq f(x_{n+1})$  soit vérifiée. Si on veut minimiser la fonction  $f$ , on se réfère à  $x_1$  comme étant le meilleur sommet ou point, et à  $x_{n+1}$  comme étant le mauvais point [III.44].
2. Réflexion : Calculer le point de réflexion  $x_r$  en utilisant l'équation [III.44]

$$x_r = \bar{x} + \rho(\bar{x} - x_{n+1}) \quad (3.12)$$

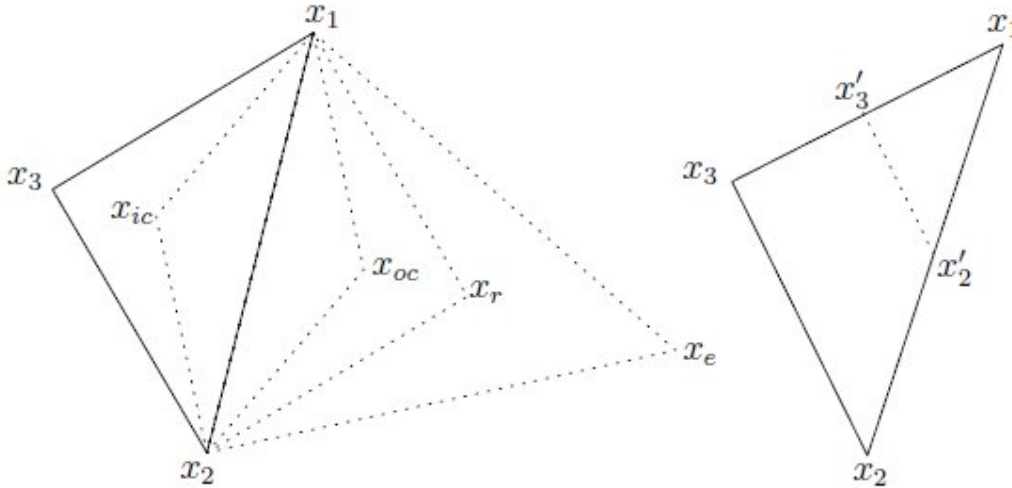


Fig (3.7). Les points de réflexion, expansion, contraction et rétrécissement d'un simplexe en deux dimensions [III.44]

où  $\bar{x}$  est le centroïde des  $n$  meilleurs points, i.e,  $\bar{x} = \sum_{i=1}^n \frac{x_i}{n}$ . Evaluer  $f(x_r)$ . Si  $f(x_1) \leq f(x_r) < f(x_n)$ , remplacer  $x_{n+1}$  par le point réfléchi  $x_r$  et aller à l'étape 6.

3. Expansion : Si  $f(x_r) < f(x_1)$ , alors calculer le point d'expansion  $x_e$  en utilisant l'équation [III.44]

$$x_e = \bar{x} + \chi(x_r - \bar{x}) \quad (3.13)$$

Evaluer  $f(x_e)$ . Si  $f(x_e) < f(x_r)$ , alors remplacer  $x_{n+1}$  par le point  $x_e$  et aller à l'étape 6, sinon remplacer  $x_{n+1}$  par  $x_r$  et aller à l'étape 6.

4. Contraction : Si  $f(x_r) \geq f(x_n)$ , alors faire une contraction entre  $\bar{x}$  et le meilleur des deux points :  $x_{n+1}$  et  $x_r$ .
  - 4.1 Contraction extérieure : Si  $f(x_n) \leq f(x_r) < f(x_{n+1})$  (i.e,  $x_r$  est strictement meilleure que  $x_{n+1}$ ), alors faire une contraction extérieure. Calculer [III.44] :

$$x_{oc} = \bar{x} + \gamma(x_r - \bar{x}) \quad (3.14)$$

Evaluer  $f(x_{oc})$ . Si  $f(x_{oc}) \leq f(x_r)$ , alors remplacer  $x_{n+1}$  par  $x_{oc}$  et aller à l'étape 6, sinon aller à l'étape 5.

- 4.2 Contraction intérieure : Si  $f(x_r) \geq f(x_{n+1})$ , alors faire une contraction intérieure. Calculer [III.44]

$$x_{ic} = \bar{x} + \gamma(x_{n+1} - \bar{x}) \quad (3.15)$$

Evaluer  $f(x_{ic})$ . Si  $f(x_{ic}) \leq f(x_{n+1})$ , alors remplacer  $x_{n+1}$  par  $x_{ic}$  et aller à l'étape 6, sinon aller à l'étape 5.

5. Rétrécissement : Evaluer  $f$  sur  $n$  nouveaux sommets [III.44]



$$x'_i = x_i + \sigma(x_i - x_1) \quad , i=2, \dots, n+1 \quad (3.16)$$

Remplacer les sommets  $x_2, \dots, x_{n+1}$  par les nouveaux sommets  $x'_2, \dots, x'_{n+1}$ .

6. Conditions d'arrêt : Classer et re-étiqueter les sommets du nouveau simplexe de la manière suivante :  $x_1, x_2, \dots, x_{n+1}$  tel que  $f(x_1) \leq f(x_2) \leq \dots \leq f(x_{n+1})$ . Si  $f(x_{n+1}) - f(x_1) < \varepsilon$ , alors arrêter, où  $\varepsilon > 0$  est une tolérance prédéfinie. Sinon aller à l'étape 2.

La figure (3.7) présente les effets de réflexion, expansion, contraction et rétrécissement pour un simplexe en deux dimensions en utilisant les valeurs standards des coefficients :  $\rho=1$ ,  $\chi=2$ ,  $\gamma=1/2$  et  $\sigma=1/2$ .

Après plus de trente d'années d'étude des applications de la méthode de Nelder-Mead, McKinnon [III.45] a démontré que l'algorithme de Nelder-Mead peut stagner et converger vers un point non optimal même dans les cas des problèmes les plus simples. Cependant, Kelly [III.42-43] a proposé un test pour une réduction suffisante qui, en passant par toutes les itérations, permet de garantir la convergence d'une itération de Nelder-Mead vers un point stationnaire sous certaines conditions. La modification de Kelly [III.42-43] est utilisée à l'étape finale de l'algorithme hybride AGCS proposé qui va être décrit dans la section suivante.

### III.4.3 Description générale des étapes de l'AGCS

#### III.4.3.1 Initialisation

L'AGCS débute par les procédures d'initialisation suivantes [III.44]

1. Générer la population initiale  $P_0$  qui consiste en  $M$  chromosomes (simplexes)

$$P_0 = \left\{ S^j : S^j = \{x^{j,i}\}_{i=1}^{n+1}; x^{j,i} \in \mathbb{R}^n, j=1, \dots, M \right\} \quad (3.17)$$

2. Classer les sommets de chaque simplexe  $S^j$ ,  $j=1, 2, \dots, M$ , tel que

$$f(x^{j,1}) \leq f(x^{j,2}) \leq \dots \leq f(x^{j,n+1}) \quad (3.18)$$

3. Appliquer un petit nombre d'itérations pour la méthode de Nelder-Mead, avec  $S^j$  comme étant un simplexe initial, pour améliorer les chromosomes de la population initiale  $P_0$ .
4. Classer les simplexes  $S^j = \{x^{j,i}\}_{i=1}^{n+1}$ ,  $j=1, \dots, M$  dans une population améliorée  $P_0$  tel que

$$f(x^{1,1}) \leq f(x^{2,1}) \leq \dots \leq f(x^{M,1}) \quad (3.19)$$

#### III.4.3.2 Boucle de l'algorithme génétique

Répéter les procédures décrites dans les sections III.4.3.2.1- III.4.3.2.3 tant que les conditions d'arrêt ne sont pas satisfaisantes.

##### III.4.3.2.1 Sélection

Nous allons décrire un ensemble  $Q \subseteq P$  de membres qui vont être mutés à partir de la population courante  $P$ . Pour chaque génération, la taille de  $Q$  est la même que celle de  $P$  mais un nombre important des membres dans  $P$  sont choisis avec une probabilité plus grande et ils vont être

inclus dans Q. On utilise le schéma de Baker appelé ‘sélection par classement linéaire [III.44] pour sélectionner les nouveaux membres dans Q. Les chromosomes  $S^j \in P$ ,  $j=1,2,\dots,M$ , sont classés dans l’ordre des fonctions fitness (objectif) comme dans l’équation (3.19), alors la probabilité d’intégrer une copie d’un chromosome  $S^j$  dans l’ensemble Q est calculée par [III.44]

$$p_s(S^j) = \frac{1}{M} \left( \eta_{\max} - (\eta_{\max} - \eta_{\min}) \frac{j-1}{M-1} \right) \quad (3.20)$$

où  $\eta_{\min} = 2 - \eta_{\max}$  et  $1 \leq \eta_{\max} \leq 2$ . En utilisant ces probabilités, la population est projetée dans une roulette, où chaque chromosome  $S^j$  est représenté par un espace qui proportionnellement correspond à  $p_s(S^j)$ . Les chromosomes de l’ensemble Q sont choisis en tournant la roulette plusieurs fois jusqu’à ce que toutes les positions dans Q soient occupées.

#### III.4.3.2.2 Croisement et mutation

Tout d’abord on doit choisir un nombre aléatoire à partir de l’intervalle unitaire [0,1] pour chaque chromosome dans Q. Si ce nombre est inférieur à la valeur prédéfinie de la probabilité de croisement  $p_c$ , alors ce chromosome est choisi comme parent. Les étapes suivantes sont répétées jusqu’à ce que tous les parents soient mutés [III.44].

1. Sélectionner un nombre  $n_c$  aléatoirement à partir de l’ensemble  $\{2, \dots, n+1\}$  pour déterminer le nombre de parents choisis pour être mutés.
2. Calculer les nouveaux enfants  $C^j = \{x_c^{i,k}\}_{i=1}^{n+1}$ ,  $i=1, \dots, n_c$ , par l’équation suivante [III.44]

$$x_c^{i,k} = \bar{x}^k + d \times r^i, k = 1, \dots, n+1 \quad (3.21)$$

où  $r^i$ ,  $i=1, \dots, n_c$ , sont de vecteurs aléatoires de taille inférieure à 1,  $d$  est la distance maximale entre les paires de parents et  $\bar{x}^k$  est la moyenne des  $k^{\text{ème}}$  sommets de tous les parents [III.44]

$$\bar{x}_k = \frac{1}{n_c} \sum_{i=1}^{n_c} x_c^{i,k}, k = 1, \dots, n+1 \quad (3.22)$$

3. Choisir un nombre aléatoire à partir de l’intervalle unitaire [0,1] pour chaque enfant  $C^i$ ,  $i=1, \dots, n_c$  dans Q. Si ce nombre est inférieur à une valeur prédéfinie de la probabilité de mutation  $p_m$ , alors l’enfant est muté. Soit  $I_m$  l’ensemble de ses enfants qui ont été mutés.
4. Appliquer la procédure suivante pour chaque enfant  $C^i = \{x_c^{i,k}\}_{i=1}^{n+1}$ ,  $i \in I_m$ . Sélectionner un nombre  $n_i$  à partir de l’ensemble  $\{1, 2, \dots, n+1\}$  aléatoirement pour déterminer le sommet réfléchi par une mutation. Calculer l’enfant muté  $\tilde{C}^i = \{x_c^{i,k}\}_{i=1}^{n+1}$  par les équations suivantes [III.44]

$$x_m^{i,k} = x_c^{i,k}, k = 1, \dots, n_i - 1, n_i + 1, \dots, n+1$$

$$x_m^{i,n_i} = \bar{x} + u(\bar{x} - x_c^{i,n_i}) \quad (3.23)$$

où  $u$  est un nombre aléatoire dans l'intervalle  $[0.5, 1.5]$  et  $\bar{x}$  est la moyenne des vecteurs  $x_c^{i,1}, x_c^{i,n_i-1}, x_c^{i,n_i+1}, \dots, x_c^{i,n-1}$ . Remplacer l'enfant  $C^i$  par celui le muté  $\tilde{C}^i$ .

### III.4.3.2.3 Réduction de la population

Après chaque nombre prédéfini de générations, on peut enlever quelques mauvais membres dans la population  $P$ .

### III.4.3.2.4 Intensification des membres par l'algorithme de Nelder-Mead

A partir des meilleurs points obtenus par les procédures antérieures, nous construisons un petit simplexe, ensuite nous appliquons la modification de Kelly [III.42-43] de la méthode de Nelder-Mead sur ce simplexe pour obtenir la solution finale.

## III.5 Recuit simulé avec recherche heuristique de motif (RSRHM)

### III.5.1 Introduction

Dans cette partie, nous allons présenter une méthode hybride où nous allons combiner le recuit simulé (RS) avec une nouvelle méthode de recherche de motif (RM). Ces méthodes constituent une sous classe des méthodes de recherche directes dans lesquelles les mouvements explorateurs, à partir d'une solution courante à d'autres solutions d'essai (ou solutions de test), sont faits à travers des directions d'un motif avec une certaine taille d'un pas. Si ces mouvements d'exploration ne donnent aucune amélioration, alors la longueur du pas est réduite pour raffiner la recherche [III.46, III.47].

Cet algorithme hybride est constitué de deux grandes parties. En premier lieu, nous introduisons une méthode heuristique dérivative pour produire une direction de descente approximative (DDA) à la solution courante. Après, nous utilisons la méthode DDA pour concevoir une nouvelle méthode de recherche de motif (RM), appelée la recherche heuristique de motif (RHM). Dans la méthode RHM, la DDA est réappelée pour obtenir une direction de descente approximative  $v$  à une itération courante. Si aucune amélioration n'est obtenue à travers le vecteur  $v$ , alors nous utilisons ce vecteur pour réduire l'ensemble des directions de recherche de motif pour générer d'autres mouvements d'exploration. Finalement, une hybridation entre le RS et la méthode RHM est faite pour construire une méthode de recherche globale, appelée le Recuit Simulé avec Recherche Heuristique de Motif (RSRHM). Dans l'étape finale de cette méthode, nous appliquons la modification de Kelly de l'algorithme de Nelder-Mead [III.42-43] pour raffiner les meilleures solutions trouvées, soit par l'algorithme RS ou par la méthode RHM. Dans les paragraphes suivants, nous allons détailler les deux grandes parties constituant la méthode hybride, ainsi l'algorithme final sera présenté.

### III.5.2 Direction de descente approximative (DDA)

Dans cette section, nous allons présenter le principe de base de la méthode de direction de descente approximative (DDA). Etant donné un point  $p \in \mathbb{R}^n$ , nous voulons obtenir une direction de descente approximative  $v \in \mathbb{R}^n$  de la fonction  $f$  au point  $p$ . Nous générons alors

aléatoirement  $m$  points  $\{y_i\}_{i=1}^m$  proches du point  $p$  et nous calculons la direction  $v$  au point  $p$  par l'équation suivante [III.48]

$$v = \sum_{i=1}^m w_i e_i \quad (3.24)$$

$$w_i = \frac{\Delta f_i}{\sum_{j=1}^m |\Delta f_j|}, \quad i = 1, 2, \dots, m$$

$$e_i = -\frac{(y_i - p)}{\|y_i - p\|}, \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (3.25)$$

$$\Delta f_i = f(y_i) - f(p), \quad i = 1, 2, \dots, m$$

Nous pouvons citer un exemple d'un cas linéaire où la fonction  $f$  à minimiser est linéaire, elle est décrite par l'équation suivante

$$f(x) = c^T x + b, \quad c \in \mathbb{R}^n, \quad b \in \mathbb{R} \quad (3.26)$$

Alors, le vecteur  $v$  dans (3.24) s'écrit comme suit [III.48]

$$\begin{aligned} v &= \frac{-1}{\sum_{j=1}^m |\Delta f_j|} \sum_{i=1}^m \Delta f_i \frac{(y_i - p)}{\|y_i - p\|} \\ &= \frac{-1}{\sum_{j=1}^m |\Delta f_j|} \sum_{i=1}^m c^T (y_i - p) \frac{(y_i - p)}{\|y_i - p\|} \quad (3.27) \\ &= \frac{-1}{\sum_{j=1}^m |\Delta f_j|} \times \left( \sum_{i=1}^m \frac{(y_i - p)(y_i - p)^T}{\|y_i - p\|} \right) \times c \\ &= -\gamma \times A \times c \end{aligned}$$

où  $\gamma = \frac{-1}{\sum_{j=1}^m |\Delta f_j|}$  et  $A = \sum_{i=1}^m \frac{(y_i - p)(y_i - p)^T}{\|y_i - p\|}$ . Nous notons que la matrice  $A$  est définie positive

tant que  $x^T A x = \sum_{i=1}^m \frac{((y_i - p)^T x)^2}{\|y_i - p\|} \geq 0$  pour n'importe quel point appartenant à l'ensemble  $\mathbb{R}^n$ .

Par conséquent, la direction de descente  $v$  est déterminée comme suit [III.48]

$$\nabla f(p)^T v = -\gamma \times c^T \times A \times c \leq 0 \quad (3.28)$$

### III.5.3 Recherche heuristique de motif (RHM)

Dans cette partie, nous allons présenter en détails la nouvelle méthode de recherche heuristique de motif (RHM). A chaque itération  $k$  correspondant au point  $x_k$  appartenant à l'ensemble  $R^n$ , la RHM utilise la DDA pour générer une direction  $v$  au point  $x_k$ . Si nous pouvions obtenir un meilleur mouvement à travers la direction  $v$  avec une certaine longueur de pas, alors nous procédons pour l'itération suivante en faisant une mise à jour de l'itération courante. Dans le cas contraire, la RHM [III.47] utilise un ensemble fini  $D$  des directions d'espace positif dans  $R^n$  pour générer un maillage de points. Pour éviter de chercher aléatoirement dans toutes ces directions, on rétrécit l'ensemble des directions de l'espace positif  $D$ , en utilisant le paramètre de contrôle  $\beta \in (-1,1)$ , pour sélectionner seulement les directions qui font partie de l'angle  $\cos^{-1}(\beta)$  formé par rapport au vecteur  $v$  ou  $-v$ . Le choix de ces deux vecteurs est dépendant si  $v$  est une direction de descente ou pas. Nous avons alors deux différents cas [III.48]

1. Si  $v$  est une direction de descente, nous réduisons l'ensemble  $D$  des directions d'espace positif pour obtenir un ensemble de direction réduit  $D_k^p$  comme suit

$$D_k^p = \{d \in D : d^T v \geq \beta \|d\| \|v\|\} \quad (3.29)$$

2. Si  $v$  n'est pas une direction de descente, l'ensemble de direction réduit  $D_k^p$  est obtenu comme suit

$$D_k^p = \{d \in D : d^T v \leq -\beta \|d\| \|v\|\} \quad (3.30)$$

En utilisant un pas positif avec une longueur suffisamment petite ( $\alpha > 0$ ), nous pouvons juger si  $v$  est une direction de descente ou pas. La condition suivante doit être vérifiée, sinon la direction de descente n'est pas considérée [III.48].

$$f(x_k + \alpha v) < f(x_k) \quad (3.31)$$

L'algorithme suivant décrit les étapes de la méthode RHM. Au niveau de l'étape DDA, nous utilisons la méthode aléatoire décrite dans la section III.5.3. L'ensemble  $D$  des directions d'espace positif utilisé dans l'étape de recherche de motif (RM) est sous la forme  $\{e_1, \dots, e_n, -e_1, \dots, -e_n\}$ , où  $e_i \in R^n$  est le  $i^{\text{ème}}$  vecteur unité dans  $R^n$  [III.48].

1. Initialisation : Choisir une solution initiale  $x_0$ , fixer une taille initiale de maillage  $\Delta_0 > 0$ , choisir un coefficient de rétrécissement  $\sigma$  de la taille de maillage à partir de l'intervalle  $\{0,1\}$ , fixer une longueur suffisamment petite du pas  $\alpha > 0$ , choisir une valeur du paramètre de contrôle de taille  $\beta$  et finalement initialiser le compteur d'itération à 0 ;  $k=0$ .
2. DDA : Calculer le vecteur  $v$  au point  $x_k$  comme dans (3.24). Si  $f(x_k + \Delta_k v) < f(x_k)$ , alors mettre  $x_{k+1} = x_k + \Delta_k v$  et aller à l'étape 5.

3. RM : Si  $f(x_k + \alpha v) < f(x_k)$ , alors utiliser l'équation (3.29) pour obtenir  $D_k^p$ . Dans le cas contraire, utiliser (3.30) pour obtenir  $D_k^p$ . Evaluer la fonction  $f$  dans ces points de test (ou points d'essai).

$$\{p_j = x_k + \Delta_k d_j : d_j \in D_k^p, j = 1, \dots, |D_k^p|\} \quad (3.32)$$

4. Mise à jour du paramètre : Si  $\min_{1 \leq j \leq |D_k^p|} f(p_j) < f(x_k)$ , alors  $x_{k+1} = \arg \min_{1 \leq j \leq |D_k^p|} (f(p_j))$ . Dans le cas contraire, réduire  $\Delta_k$  suivant la règle  $\Delta_{k+1} = \sigma \times \Delta_k$ .
5. Si la condition d'arrêt est vérifiée, alors arrêter le calcul. Sinon, mettre  $k=k+1$  et retourner à l'étape 2.

### III.5.4 Description générale des étapes du RSRHM

Dans cette section, nous allons présenter toutes les étapes de l'algorithme du recuit simulé hybridé avec la méthode de recherche heuristique de motif. L'objectif de cette combinaison est de faire converger l'algorithme vers une solution minimale globale. A chaque itération de la méthode RSRHM, l'acceptation des points d'essai du recuit simulé est répétée  $m_1$  fois. A chaque fois, un point de test est généré en utilisant un point d'exploration pour guider la recherche du recuit simulé à travers une bonne direction et éviter de faire une recherche aléatoire aveugle. Spécifiquement, nous générons un point d'exploration  $z_k$  coïncidant avec l'itération courante  $x_k$ . Un test du recuit simulé est exécuté suivant la direction  $sign(f(x_k) - f(z_k))(z_k - x_k)$  [III.48], avec une certaine longueur du pas. Si le nombre de points acceptés est supérieur à  $m_{ac}$  sur un nombre total  $m_1$  (points de test), alors nous continuons le calcul pour l'itération suivante de la RSRHM. Sinon, dans la même itération globale, on répète les itérations de la RHM  $m_2$  fois. Dans un stade initial de la recherche, la diversification est beaucoup plus importante que l'intensification, mais dans l'étape finale nous aurons besoin beaucoup plus d'intensifier les solutions. Puisque la RHM représente la partie intensification du RSRHM, il serait judicieux d'initialiser  $m_2$  avec une valeur moyenne et de l'incrémenter vis-à-vis de la nature des solutions trouvées au cours de la recherche. Dans l'étape finale de la méthode hybride, nous appliquons une méthode de recherche locale rapide pour raffiner les meilleures solutions trouvées plus loin. Nous préférons utiliser la modification de Kelly de l'algorithme de Nelder-Mead. Les étapes du RSRHM sont décrites comme suit [III.48]

1. Initialisation : Choisir une solution initiale  $x_0$ , fixer une taille initiale du maillage  $\Delta_0 > 0$ , choisir une valeur du coefficient de rétrécissement  $\sigma$  de la taille de maillage à partir de l'intervalle  $\{0,1\}$ , choisir une valeur du rayon  $r$  des points d'essai du recuit simulé, fixer une longueur suffisamment petite du pas  $\alpha > 0$  et fixer une petite valeur du rayon de voisinage  $\varepsilon > 0$ .  
Fixer les paramètres du programme de refroidissement : la température initiale  $T_{max}$ , la longueur de la période (durée)  $M$ , le rapport de réduction du

refroidissement  $\lambda_h \in (0.5, 0.99)$  et la température minimale. Mettre la température  $T$  égale à la température maximale  $T_{\max}$ .

2. L'itération principale : Répéter la recherche du RS globale (étape 2.1)  $m_1$  fois. Si le nombre de points acceptés est supérieur à  $m_{ac}$  sur un total de points de test de  $m_1$ , alors éviter l'étape de la RHM (étape 2.2) et procéder à l'étape 3.

2.1 La recherche RS globale : Considérons une solution courante  $x_k$ , générer un point d'exploration  $z_k$  aléatoirement dans le voisinage de  $x_k$  avec un rayon  $\varepsilon$ . Générer un point de test  $x_{RS}$  dans le voisinage de la solution actuelle  $x_k$ .

2.2 La RHM locale : répéter la procédure suivante  $m_2$  fois

2.2.1 DDA : Calculer le vecteur  $v$  au point  $x_k$  comme dans (3.24). Si  $f(x_k + \Delta_k v) < f(x_k)$ , alors mettre  $x_{k+1} = x_k + \Delta_k v$  et continuer pour la prochaine itération de la boucle de la RHM locale.

2.2.2 Recherche de motif (RM) : Si  $f(x_k + \alpha v) < f(x_k)$ , alors utiliser l'équation (3.29) pour obtenir  $D_k^p$ . Dans le cas contraire, utiliser (3.30) pour obtenir  $D_k^p$ . Evaluer la fonction  $f$  dans ces points de test.

$$\{p_j = x_k + \Delta_k d_j : d_j \in D_k^p, j = 1, \dots, |D_k^p|\} \quad (3.33)$$

2.2.3 Mise à jour du paramètre : Si  $\min_{1 \leq j \leq |D_k^p|} f(p_j) < f(x_k)$ , alors  $x_{k+1} = \arg \min_{1 \leq j \leq |D_k^p|} (f(p_j))$ . Dans le cas contraire, réduire  $\Delta_k$  suivant la règle  $\Delta_{k+1} = \sigma \times \Delta_k$ .

3. Si la longueur de la période (durée), qui correspond aux  $M$  itérations de la recherche du RS globale, n'est pas atteinte, alors aller à l'étape 2.
4. Si le programme de refroidissement est complet ( $T \leq T_{\min}$ ) ou les valeurs d'une fonction de deux points de test consécutifs sont très proches l'une à l'autre ou le nombre d'itérations dépasse  $50n$ , alors aller à l'étape 5. Sinon, réduire la température par la relation  $T_{i+1} = \lambda_h \times T_i$ , incrémenter  $m_2$  doucement, décrémenter le rayon  $r$  doucement, et aller à l'étape 2.
5. A partir des meilleurs points trouvés, appliquer la méthode modifiée de Nelder-Mead.

### III.6 Recherche tabou dirigée (RTD)

Récemment, beaucoup de travaux ont été élaborés sur les recherches tabou continues, [III.49, III.50]. Dans [III.49], les auteurs ont introduit un nouvel algorithme appelé Recherche Tabou Continue Améliorée (RTCA), qui a été similaire dans sa structure de base à l'approche de Glover. Dans le but de couvrir un large domaine de solutions possibles, la RTCA fait une recherche de diversification, en premier lieu, pour localiser la région la plus prometteuse. Lorsque cette dernière est trouvée, l'algorithme procède à une recherche d'intensification dans l'espace des solutions. Dans [III.50], les auteurs ont présenté un nouvel algorithme de la recherche tabou qui explore une grille de points avec une distance dynamiquement ajustée.

Quand cette méthode tombe dans un minimum local, elle continuera la recherche locale à partir de ce point en acceptant des points non améliorés pour permettre l'exploration des autres régions dans l'espace des solutions.

La méthode de la Recherche Tabou Dirigée (RTD) présentée dans cette partie diffère par rapport aux méthodes antérieures liées à la recherche tabou continue dans plusieurs aspects. Dans la méthode RTD, trois procédures sont utilisées ; l'exploration, la diversification et l'intensification. Dans la recherche d'exploration, une procédure d'une nouvelle recherche locale est introduite pour générer des mouvements d'essai (ou de test), cette procédure est basée sur la méthode de Nelder-Mead [III.51] et la méthode de recherche de motif (RM) récemment proposée [III.48]. En plus de ça, de nouveaux concepts d'éléments de recherche tabou appelés ; les régions tabou (RT), les semi-régions tabou (s-RT) et la liste tabou avec multi-classement (LT) sont introduits. Un autre élément de mémoire appelé liste des régions visitées (LRV) est aussi introduit comme un outil pour diversifier la recherche vers des régions non visitées de l'espace des solutions. Finalement, étant donné que l'un des meilleurs points trouvés par l'intermédiaire des recherches d'exploration et de diversification est très proche d'un minimum global, la recherche d'intensification est appliquée une nouvelle fois à l'étape finale pour raffiner les solutions d'élite visitées plus loin.

La section suivante donnera une description détaillée des éléments de mémoire de la recherche tabou. Nous introduisons, après, les stratégies de recherche locale et de voisinage utilisées pour générer des mouvements d'essai. La méthode globale de la RTD sera décrite, ainsi toutes les étapes de l'algorithme seront présentées dans la section finale de cette partie.

### III.6.1 Les éléments mémoire de la recherche tabou (RTa)

#### III.6.1.1 introduction

Le concept de mémoire joue un rôle majeur dans la recherche tabou hybride proposée. La conception d'une mémoire effective dans les schémas d'exploration et de diversification rend la RTa une technique de recherche intelligente [III.52]. Les méthodes de recherche d'optimisation sont classifiées en deux catégories ; les méthodes point à point et les méthodes basées sur la population, la RTa appartient à la première catégorie. Etant donné que la diversité pose un grand problème pour les méthodes point à point, cependant, la mémoire utilisée dans la RTa fait recourir à ce problème en mettant cette méthode compétitive avec les autres méthodes basées sur un ensemble de population comme solutions de départ. L'utilité de cette mémoire fait en sorte que la recherche débute avec de nouvelles solutions diverses quand une diversification doit être appliquée, ou que cette recherche est intensifiée pour perfectionner les solutions d'élite lorsqu'une intensification doit être exécutée.

#### III.6.1.2 Liste tabou multi-classée (LT)

Les solutions visitées sont enregistrées dans la liste tabou (LT), prenons  $LT = \{t_i\}_{i=1}^L$ . Les éléments de la LT sont classés dans un ordre croissant du plus ancien jusqu'au plus récent, en utilisant les indices de classement  $I'_i$ ,  $i=1, \dots, L$ . Si l'élément le plus récent dans la LT est  $t_k$ , alors  $I'_k = 1$ . Tant dis que si l'élément le plus ancien est  $t_{k'}$ , alors  $I'_{k'} = L$  [III.53].



Les éléments de la LT sont aussi classés dans un ordre croissant suivant les valeurs de leurs fonctions objectif, en utilisant un autre ensemble d'indices de classement  $I_i^{fv}, i=1, \dots, L$ . Si le meilleur élément dans la LT est  $t_j$ , alors  $I_j^{fv} = 1$ , et si le mauvais élément est  $t_j$ , alors  $I_j^{fv} = L$ . Nous remarquons que les éléments de la LT sont classés suivant deux différents types de classement, alors nous considérons cette liste comme un ensemble confus et on associe à ses éléments  $\{t_i\}_{i=1}^L$  les valeurs

$$m_i = \max\{m_i^r, m_i^{fv}\}, i=1, \dots, L \quad (3.34)$$

où  $m_i^r, m_i^{fv} \in \{0,1\}$  sont les valeurs classées de la recense et les valeurs classées des fonctions objectif, respectivement, de l'élément  $t_i$  [III.53].

Les régions tabou (RT) sont définies comme étant des sphères avec un rayon  $r_{TR}$  et ses centres sont les points de la liste tabou (LT), où  $r_{TR} > 0$ . Pour chaque RT, nous définissons une semi-RT. C'est une région qui entoure la RT avec un rayon extérieur  $r_{STR}$ , avec  $r_{STR} > r_{TR}$ . Si une solution de test se retrouve dans une semi-RT, alors une procédure spécifique est appliquée pour créer des points de test au voisinage pour éviter de retourner aux solutions visitées antérieures. Nous présentons la procédure suivante pour cet objet [III.53].

1. Considérons un point d'essai  $x$  qui appartient à des semi-RTs  $v$  avec les centres  $t_1, \dots, t_v$ . On calcule le centroïde  $\bar{t}$  des centres de semi-RTs et la distance maximale  $d_{\max}$  entre  $x$  et ces centres, par l'intermédiaire des équations suivantes

$$\bar{t} = \frac{1}{v} \sum_{i=1}^v t_i \quad (3.35)$$

$$d_{\max} = \max_{i=1, \dots, v} \{\|x - t_i\|\} \quad (3.36)$$

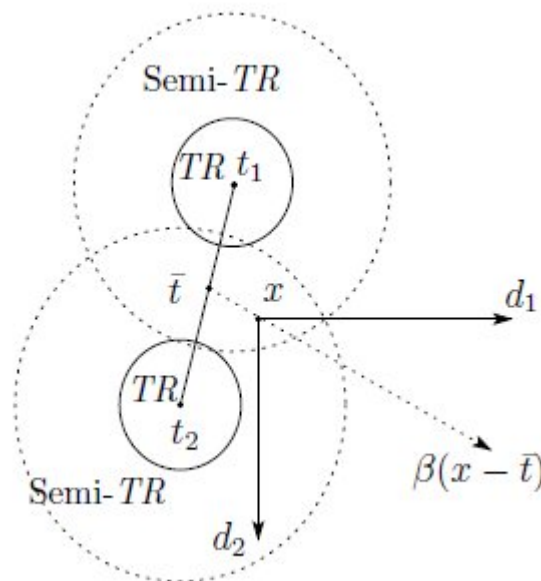


Fig (3.8). Démonstration d'une recherche de voisinage à partir d'un point appartenant à une semi-RT [III.53]

2. Construire des directions de recherche au voisinage qui sont parallèles aux axes de coordonnées. Ces directions sont déterminées par la fonction

$$\text{sign}((x)_i - (\bar{t})_i) \times e_i, i=1, \dots, n \quad (3.37)$$

où  $e_i \in R^n$  est le  $i^{\text{ème}}$  vecteur unité dans l'ensemble  $R^n$ . Les points d'essai voisins sont générés à travers ces directions de recherche avec une taille d'un pas convenable  $\beta > 0$ . Dans le cas où  $\nu > 1$ , la taille du pas  $\beta$  est choisie de telle sorte qu'elle soit supérieure à  $d_{\max} + r_{TR}$  dans le but d'éviter une génération de points de test à l'intérieur de la RT.

La figure (3.8) illustre le fonctionnement de la procédure précédente lorsqu'une solution  $x$  se retrouve dans une semi-RT en deux dimensions. Dans cet exemple, la solution  $x$  appartient à deux semi-RTs avec les centres  $t_1$  et  $t_2$ . En se basant sur la procédure citée auparavant, les directions de la recherche de voisinage  $d_1$  et  $d_2$  sont conçues pour suivre le vecteur  $(x - \bar{t})$ , où  $\bar{t}$  est le centroïde des centres de semi-RTs. La taille du pas utilisée pour générer un point de test à travers les directions de recherche  $d_1$  et  $d_2$  est choisie de telle sorte qu'elle soit supérieure à  $r_{TR} + \max\{\|x - t_1\|, \|x - t_2\|\}$ , pour être sur que deux RTs proches l'une de l'autre ne se heurtent pas [III.53].

### III.6.1.3 Liste des régions visitées (LRV)

Quelques informations historiques concernant les régions visitées antérieurement sont stockées dans la liste des régions visitées (LRV). Le centre  $\zeta_i$  d'une région visitée qui est une sphère de rayon  $\rho_i$ , et la fréquence (nombre de fois)  $\varphi_i$  de visites de cette région sont y compris dans l'information enregistrée dans la LRV. Nous pouvons donc définir la LRV comme étant un ensemble  $\{(\zeta_i, \rho_i, \varphi_i)\}_{i=1}^M$ , où  $M$  est le nombre de toutes les régions visitées. Cette information est utilisée pour diriger la recherche vers de nouvelles régions lorsque la procédure courante de la recherche tabou (RTa) échoue de faire une amélioration ou lorsqu'une procédure de diversification est requise. Dans un schéma de diversification, on essaye de générer de nouveaux points d'essai à l'extérieur des régions visitées. Cependant, la génération de points de test proches des régions les plus fréquemment visitées est une action découragée. Une fonction  $\Phi(\varphi)$  est introduite pour distinguer entre une région plus fréquemment visitée et une autre moins fréquemment visitée, cette fonction est définie comme suit [III.53]

$$\Phi(\varphi) = \gamma(1 - e^{-\gamma(\varphi-1)}) \quad (3.38)$$

où  $\gamma \in \{0,1\}$  est une constante. On note que  $\Phi$  est une fonction strictement progressive et bornée en haut par la valeur  $\gamma$ . Dans le paragraphe suivant, nous allons présenter une procédure qui utilise les informations stockées dans le LRV pour générer de nouvelles solutions. La procédure permet d'accepter un point d'essai en dehors des régions visitées, et spécialement en dehors des régions les plus fréquemment visitées [III.53].

1. Générer un point d'essai  $x$  aléatoirement dans le domaine de recherche de  $f$ .

2. Calculer  $d_i = \frac{\|x - \zeta_i\|}{(1 + \Phi(\varphi_i))}$ ,  $i=1, \dots, M$ , où  $\Phi(\varphi_i)$  est définie par (3.38).

Si  $\min_{1 \leq i \leq M} \frac{d_i}{\rho_i} \geq 1$ , alors accepter  $x$ , sinon, retourner à l'étape 1.

Un point  $x$  est accepté par la procédure citée au dessus si la condition suivante est vérifiée

$$\frac{\|x - \zeta_i\|}{\rho_i} \geq 1 + \Phi(\varphi_i) \quad (3.39)$$

où  $i=1, \dots, M$ . Cela veut dire qu'aucun point n'est accepté à l'intérieur d'une région visitée antérieurement. De plus, un point proche des régions les plus fréquemment visitées sera difficilement accepté. Par conséquent, plus la valeur de  $\gamma$  est grande, plus la possibilité d'accepter un point proche des régions les plus fréquemment visitées est faible. Pour éviter un cycle infini dans notre procédure un nombre prédéfini d'itérations est choisi [III.53].

### III.6.2 Stratégies de recherche locale et de voisinage

Pour explorer une région autour d'une solution et générer un prochain mouvement, nous utilisons les stratégies de recherche locale et de voisinage dans lesquelles les méthodes de recherche directe sont appliquées. Deux stratégies de recherche sont introduites ; la recherche de Nelder-Mead (RNM) et la recherche de motif adaptative (RMA), qui sont basées sur la méthode de Nelder-Mead (NM) et la méthode de recherche de motif (RM), respectivement. Ces stratégies de recherche sont évoquées pour générer des points de test dans la recherche d'exploration de la méthode de la recherche tabou dirigée (RTD). Deux types de points d'essai sont générés ; les points de test locaux et les points d'essai de voisinage qui sont requis dans les étapes de recherche locale et de voisinage, respectivement.

En premier lieu, un ensemble de points d'essai  $\{y_i\}_{i=1}^p$  est généré dans le voisinage d'une solution courante  $x$ . Cette opération est appelée la recherche de voisinage et les points d'essai  $\{y_i\}_{i=1}^p$  sont appelés les points de voisinage. Après, nous essayons d'améliorer ces points de voisinage en exécutant une autre procédure de recherche, appelée la recherche locale, pour générer un ensemble de points de test  $\{y_{p+i}\}_{i=1}^q$  appelés points locaux [III.53]. Nous notons que la RTD se base aussi dans sa partie exploration sur la recherche heuristique de motif adaptative (RHMA), qui est la même utilisée par le RSRHM. Cette dernière a été conçue en utilisant la méthode de direction de descente approximative (DDA). Les détails de la méthode de Nelder-Mead (NM) et la méthode de recherche heuristique de motif (RHM) ont été déjà présentés dans les sections III.4.2 et III.5.3, respectivement.

### III.6.3 Description générale des étapes de la RTD

#### III.6.3.1 Introduction

Dans cette section, nous allons donner quelques détails sur la manière avec laquelle la méthode de la recherche tabou (RTa) a été modifiée avec les éléments de mémoire et les

stratégies de recherche locale et de voisinage, pour constituer la méthode de recherche tabou dirigée (RTD).

Dans la méthode RTD, trois procédures de recherche principales sont utilisées ; Exploration, Diversification et Intensification. Dans la recherche d'exploration, nous utilisons les stratégies de recherche locale et de voisinage, qui ont été déjà présentées dans la section III.6.2, pour explorer l'espace de solutions. De plus, les règles imposées de la liste tabou multi-classée (LT), la région tabou (RT) et les semi-RTs sont appliquées pour éviter de revisiter des solutions déjà visitées récemment, ou pour éviter de tomber sur des minima locaux. Après, la recherche de diversification est requise pour diversifier la recherche sur d'autres régions de l'espace de solutions, qui n'ont pas été prises en considération dans la recherche d'exploration. Nous utilisons la liste des régions visitées (LRV) et la procédure décrite dans la section III.6.1.3 pour gérer la recherche de diversification. Finalement, dans le but d'explorer des régions proches autour des meilleurs points visités plus loin, la recherche d'intensification est appliquée pour raffiner ces meilleurs points. Ces procédures de recherche sont appliquées de telle façon pour donner à la RTD plus de chance à explorer l'espace de recherche d'une manière plus efficace.

### III.6.3.2 La boucle exploration-diversification

La boucle générale de la méthode RTD, qui consiste en l'exploration et la diversification, débute avec une solution initiale  $x_0^{(j)}$ . A chaque itération  $j$  de la boucle générale, la procédure de recherche d'exploration est appliquée et répétée à chaque fois pour obtenir une amélioration significative par l'intermédiaire des stratégies de recherche locale et de voisinage. Alors, la procédure de recherche de diversification est appliquée pour localiser un nouveau point d'essai initial  $x_0^{(j+1)}$ , à partir duquel la recherche d'exploration est exécutée à nouveau. La boucle générale est répétée au maximum  $l_{\text{main}}$  fois, où  $l_{\text{main}}$  est un entier positif prédéfini.

#### ➤ Recherche d'exploration

Cette recherche commence par une solution initiale  $x_0^{(j)}$  à chaque itération  $j$  de la boucle générale. Une stratégie de recherche locale et de voisinage (RNM, RHM) est utilisée pour générer  $n$  points d'essai  $\{y_i\}_{i=1}^n$  dans le voisinage d'une solution courante correspondant à l'itération  $j$ . Si une meilleure amélioration est trouvée parmi ces points d'essai, on met à jour la solution courante et on procède à l'itération suivante de la boucle intérieure. Dans le cas contraire où  $x_k^{(j)}$  est bien meilleure que tous les autres points d'essai de voisinage, la stratégie continue à générer  $q$  points d'essai locaux  $\{y_{n+i}\}_{i=1}^q$ , où  $q=0$  ou  $1$  dans le cas d'une stratégie RNM et  $q=2$  dans le cas d'une stratégie RHM. Alors, la solution courante  $x_k^{(j)}$  est mise à jour pour être la meilleure des points d'essai locaux et de voisinage. La liste tabou (LT) est aussi mise à jour ; la solution  $x_k^{(j)}$  va remplacer l'élément avec qui correspond la valeur de la fonction fitness la plus petite. Si une nouvelle région est atteinte, alors la liste des régions visitées (LRV) doit être mise à jour en ajoutant une information sur cette nouvelle région.

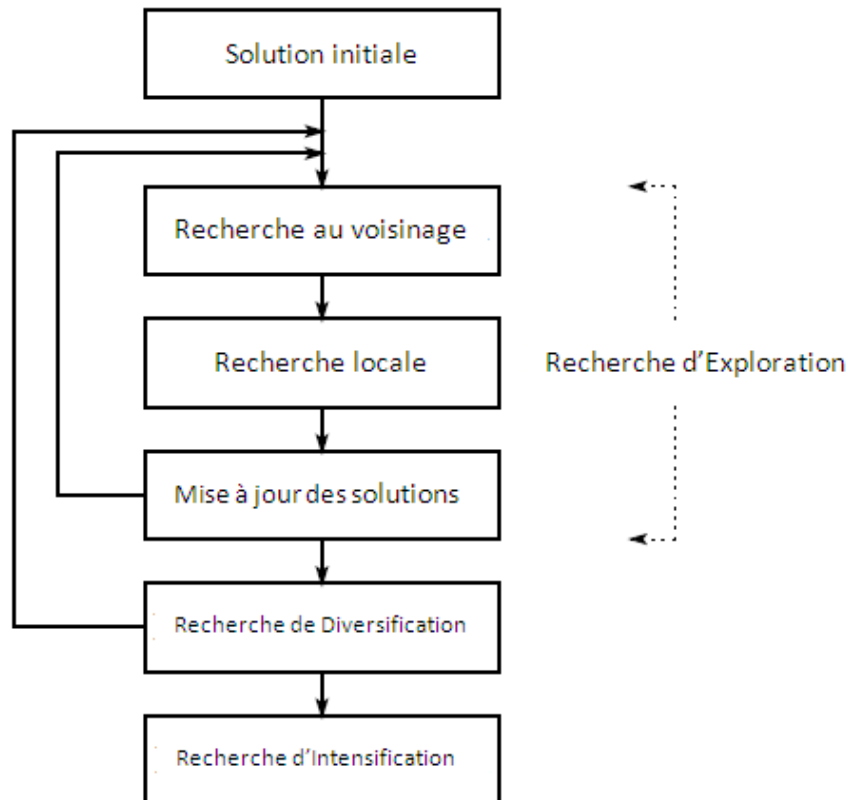


Fig (3.9). Structure principale de la méthode RTD

La boucle de recherche d'exploration est répétée au maximum  $l_{\text{inner}}$  fois, où  $l_{\text{inner}}$  est un entier positif prédéfini.

#### ➤ Recherche de diversification

Ce type de recherche est réalisé lorsque le nombre d'itérations de la recherche d'exploration dépasse la valeur maximale  $l_{\text{inner}}$ , ou lorsque l'exploration échoue d'obtenir une amélioration dans quelques itérations consécutives. En utilisant la LRV courante, la procédure décrite dans la section III.6.1.3 est appliquée pour générer un point d'essai  $x_0^{(j+1)}$  dans une nouvelle région. Alors, la recherche d'exploration est répétée à nouveau, en commençant par le point  $x_0^{(j+1)}$ .

#### III.6.3.3 Recherche d'intensification

La liste tabou multi-classée (LT) tient toujours à réserver les meilleurs points visités plus loin dans sa mémoire. Afin d'améliorer ces points, nous complétons la méthode RTD en appliquant une autre méthode de recherche locale commençant par l'un de ces points, qui est appelée la recherche d'intensification. Nous utilisons alors la modification de Kelly de la méthode de Nelder-Mead. Le principe général de cette méthode a été déjà présenté dans la section III.4.2. La Figure (3.9) récapitule les étapes principales de la méthode RTD mentionnées ci-dessus.

## IV. Synthèse et optimisation des réseaux de Bragg par la RTD

### IV.1 Introduction

Les réseaux de Bragg sont considérés comme des composants fondamentaux dans plusieurs applications en télécommunications optiques, notamment dans la compensation de la dispersion chromatique dans une liaison mono canal ou multiplexée en longueur d'onde, dans les applications de multiplexage et de démultiplexage en longueur d'onde (MDL) et dans le routage optique. La synthèse d'une structure d'un réseau de Bragg à partir de son spectre de réflexion est très utile pour la caractérisation et la conception de ce dispositif. Différentes méthodes numériques ont été démontrées et appliquées dans ce contexte, nous pouvons citer quelques unes : la technique de la transformée de fourier [III.54], la méthode Gel'fand–Levitan–Marchenko [III.55], l'algorithme de Nelder-Mead(NM)[III.56], l'algorithme de décortication par couches (ADC)[III.57], l'algorithme génétique (AG) [III.58][P5], l'algorithme du recuit simulé (RS)[III.59][III.60] et la recherche tabou (RTa)[III.61][III.62].

L'algorithme de décortication par couches (ADC) utilise la méthode des matrices de transfert (MMT) pour faire propager les champs électromagnétiques à l'intérieur du réseau à base de silice à travers de petites couches. Cette méthode considère toutes les réflexions multiples de la lumière à l'intérieur de la structure. Cependant, l'ADC utilise la phase et l'amplitude de la réponse spectrale pour synthétiser les paramètres du réseau. La mesure du spectre de l'intensité réfléchie est faite en utilisant un analyseur de spectre optique, tandis que la mesure du spectre de phase impose un système expérimental plus complexe contenant un système de mesure interférométrique [III.63].

L'algorithme génétique (AG), la recherche tabou (RTa) et le recuit simulé (RS) reconstruisent les paramètres d'un réseau à partir du spectre de l'intensité réfléchie seulement. Ces algorithmes utilisent une technique d'optimisation pour rechercher les paramètres caractérisant un réseau, une technique qui peut générer un spectre réfléchi simulé adapté à un autre supposé mesuré ou expérimental. Un spectre supposé mesuré est calculé à l'aide de la méthode des matrices de transfert, le choix des paramètres physiques de ce réseau est lié à son domaine d'application (compensation de la dispersion, multiplexage/démultiplexage, routage optique). Un spectre supposé mesuré (théorique) peut devenir plus réaliste (expérimental) en lui ajoutant un bruit gaussien aléatoire, créant des fluctuations sur le spectre en question et générant quelques lobes secondaires. La deuxième utilité de ce bruit gaussien aléatoire est de tester la robustesse et la performance des algorithmes de synthèse dans des environnements générant des bruits.

Les métaheuristiques convergent lentement avec des temps de calcul considérables, surtout lorsque le nombre de paramètres à reconstruire est grand, ce qui rend leur rentabilité mauvaise. Citons un travail où son objectif était de tester un algorithme génétique (AG) pour optimiser 50 paramètres, correspondants à un vecteur chirp qui varie les périodes d'un réseau de Bragg, distribué sur 50 sections [P5]. Cet algorithme a convergé en six heures de calcul à l'aide d'un processeur 2.4 GHz Core 2 duo avec 2 Go de RAM. L'AG a donné une fonction objectif de 1.9, avec un total désaccord (désadaptation) entre les chirps de période originaux

et les chirps de période optimisés (voir figure (3.10)). Les résultats de cet exemple illustrent l'échec de ce type de métaheuristiques quand le nombre de paramètres à synthétiser est grand.

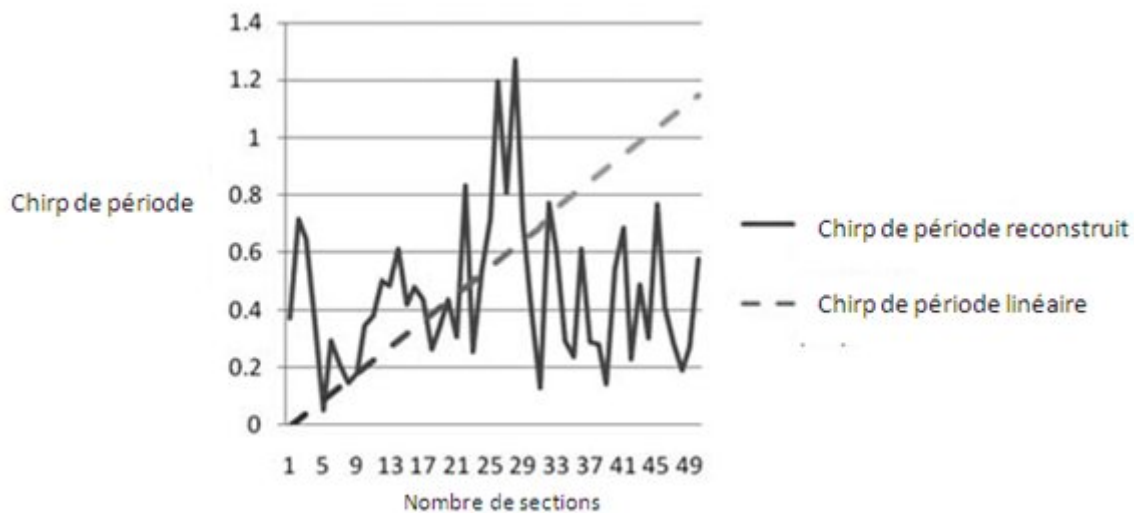


Fig (3.10). Représentation des paramètres chirps reconstruits (ligne solide) et originaux (ligne en points tillés) (Résultats obtenus en utilisant l'algorithme génétique (AG) dans [P5])

La combinaison des algorithmes métaheuristiques avec des méthodes de recherche locale ou de voisinage est une solution pour remédier à leur problème de convergence. Le rôle des méthodes de recherche directe est de stabiliser la recherche, spécialement au voisinage d'un minimum local. Plusieurs tentatives ont été faites pour développer des méthodes de recherche combinées ; A. Hedar et M. Fukushima ont combiné l'algorithme du recuit simulé, et la recherche tabou avec des méthodes de recherche locale et de voisinage basées sur la recherche de motif (RM) adaptative et l'algorithme de Nelder-Mead (NM), respectivement [III.48] [III.53]. Ngo *et al* ont proposé pour la conception d'un réseau de Bragg une recherche tabou continue (RTC) comme un algorithme d'optimisation global, et l'algorithme de Newton comme une méthode de recherche locale [III.62].

Notre travail est basé sur la synthèse et l'optimisation des réseaux de Bragg de types mono canal et multi canal par la méthode de la recherche tabou dirigée (RTD). Le choix de cette méthode n'est pas pris au hasard, car une comparaison entre la performance de la RTD et d'autres métaheuristiques hybrides va être présentée dans la section suivante. Cette comparaison de performances démontrera le net avantage de la RTD par rapport à d'autres algorithmes combinés. Dans notre travail, nous avons utilisé la RTD pour estimer les coefficients thermo-optique et expansion thermique d'un réseau de Bragg, cette méthode est utilisée aussi pour optimiser plusieurs profils de contraintes mécaniques appliquées le long d'un réseau de Bragg mono canal et multi canal.

## IV.2 Comparaison entre les performances des algorithmes RTD, RSRHM et AGCS

Pour prouver la très bonne performance de notre technique de reconstruction (RTD), nous comparons sa performance avec celles des autres métaheuristiques hybrides. Le tableau

III.1 récapitule les valeurs moyennes de la fonction objectif, le nombre d'évaluations de la fonction et le temps de calcul, obtenues par le Recuit Simulé avec Recherche Heuristique par Motif (RSRHM), l'Algorithme Génétique avec Codage de Simplexe (AGCS) et la Recherche Tabou Dirigée (RTD) pour deux, quatre et six paramètres optimisés. Ces algorithmes sont appliqués pour reconstruire deux et quatre paramètres d'un réseau de Bragg à pas variable avec une apodisation en cosinus, ils sont aussi testés pour synthétiser six paramètres d'un réseau de Bragg multi canal avec une apodisation gaussienne. Chacun de ces algorithmes est exécuté cinq fois avec les mêmes intervalles de recherche initiaux, à l'aide d'un processeur 2.4 GHz Core 2 Duo avec 2 Go de RAM. Nous notons que tous ces métaheuristiques hybrides sont programmées avec MATLAB, et ils sont exécutés dans un environnement avec un bruit gaussien aléatoire.

Nous rappelons que l'AGCS est un algorithme génétique (AG) combiné avec une méthode de simplexe basée sur l'algorithme de Nelder-Mead (NM). La structure finale du RSRHM est obtenue en combinant le recuit simulé (RS) avec la direction de descente approximative (DDA) et la recherche par motifs (RM). La RTD, quant à elle, est une hybridation de la recherche tabou (RTa) avec une méthode de recherche au voisinage qui est la recherche par motifs (RM) et la méthode de recherche locale de Nelder-Mead (NM).

Dans le cas de deux paramètres synthétisés, nous remarquons que le RSRHM a donné la meilleure valeur moyenne de la fonction objectif, mais avec le plus grand nombre d'évaluation de la fonction. Si une métaheuristique ne converge pas assez rapidement, il n'y a aucune raison de la choisir pour une optimisation malgré qu'elle présente des solutions de très bonne qualité. Dans le deuxième cas (quatre paramètres reconstruits), les résultats de simulation démontrent que le RSRHM présente quelques limitations lorsque le nombre de paramètres à optimiser devient plus grand. Le RSRHM a donné la plus mauvaise valeur de la fonction objectif après un nombre important d'évaluations de la fonction. Dans le premier et le second cas, nous remarquons que l'AGCS et la RTD ont donné des valeurs rapprochées de la fonction objectif, mais la RTD est avantageuse du point de vue nombre d'évaluations de la fonction objectif.

Lorsque le nombre de paramètres à reconstruire devient six, nous remarquons que la RTD présente un net avantage par rapport à l'AGCS et le RSRHM en termes des valeurs de la fonction objectif, le nombre d'évaluations et le temps de calcul. Il s'avère très clair que la performance de la RTD est la meilleure dans des problèmes avec grandes dimensions.

La RTD est une métaheuristique basée sur une mémoire, l'utilisation de cette caractéristique a rendu cette méthode avantageuse par rapport à d'autres métaheuristiques. La mémoire est utilisée pour renforcer les actions qui mènent à de bonnes solutions, par conséquent, la valeur de la fonction objectif est minimisée. Le second avantage de l'utilisation de cette mémoire et que celle-ci fournit des pénalités pour décourager des actions menant à de pauvres solutions, par conséquent, le nombre d'évaluations et le temps de calcul sont réduits.

### IV.3 Synthèse des paramètres physiques d'un réseau de Bragg mono canal par la RTD

Dans cette partie, la RTD est appliquée pour synthétiser le spectre de réflexion d'un réseau de Bragg à pas variable négatif (période décroissante à travers les sections du réseau)



avec une apodisation en cosinus surélevé. Généralement, un réseau à pas variable négatif est dédié à la compensation de la dispersion chromatique induite par une fibre de transmission.

Tableau III.1 Comparaison entre les performances des algorithmes RSRHM AGCS et RTD [P3]

	RSRHM	AGCS	RTD
<b>Deux Paramètres</b>			
Fonction Objectif	0.7125	0.7681	0.7647
Nombre d'évaluations de la fonction	1305	832	238
Temps de calcul (minute)	4	2	1
<b>Quatre paramètres</b>			
Fonction Objectif	0.9212	0.3382	0.3326
Nombre d'évaluations de la fonction	2488	1733	1462
Temps de calcul (minute)	8	5	5
<b>Six Paramètres</b>			
Fonction Objectif	1.1004	0.7703	0.5179
Nombre d'évaluations de la fonction	3090	3507	1349
Temps de calcul (minute)	17	25	11

Un réseau de Bragg à pas variable décroissant, de 10 cm de longueur, peut compenser la dispersion chromatique de 80 km d'une fibre de transmission, soit 1360 ps/nm.

L'analyse du réseau de Bragg décrite dans le chapitre II a permis de simuler ses caractéristiques spectrales ( spectre de réflexion et dispersion). L'intérêt de l'application de la RTD est de reconstruire et optimiser les paramètres physiques d'un réseau de Bragg générant les caractéristiques spectrales, suivant chaque domaine d'application de ce réseau (multiplexage/démultiplexage en longueur d'onde, compensation de la dispersion, réseau de Bragg à insertion/extraction en longueur d'onde, réseaux de Bragg utilisés dans le routage optique, etc). Cette méthode permet de comparer les valeurs des paramètres reconstruits avec ceux qui correspondent à un spectre de réflexion supposé mesuré (spectre théorique dans un environnement de bruit gaussien). Le spectre original (objectif) est obtenu par la méthode des matrices de transfert (MMT).

La structure générale de notre algorithme d'optimisation est représentée dans la fig (3.11). Dans une première étape, nous devons tout d'abord spécifier les valeurs des cinq paramètres physiques à synthétiser :  $L$ ,  $\delta n_{\text{eff}}$ ,  $\Lambda_0$ ,  $c_g$  et  $\alpha_{rc}$ . Dans la partie initialisation, nous choisissons les bornes supérieures et inférieures des paramètres à reconstruire, la valeur de la tolérance, le nombre maximal des itérations de la boucle intérieure et de la boucle globale. Après une première génération aléatoire des paramètres physiques du réseau de Bragg, un spectre de réflexion initial est calculé. La RTD est appliquée après pour minimiser la distance d'erreur (fonction objectif) entre ce spectre calculé et un autre spectre objectif. Le code MATLAB de la RTD correspondant à la synthèse d'un réseau de Bragg mono canal est mis dans l'**Annexe 1**.

Le nombre de sections,  $M$ , du réseau à pas variable est fixé à 15. L'indice effectif de réfraction,  $n_{\text{eff}}$ , est d'onde centrale  $\lambda_D$

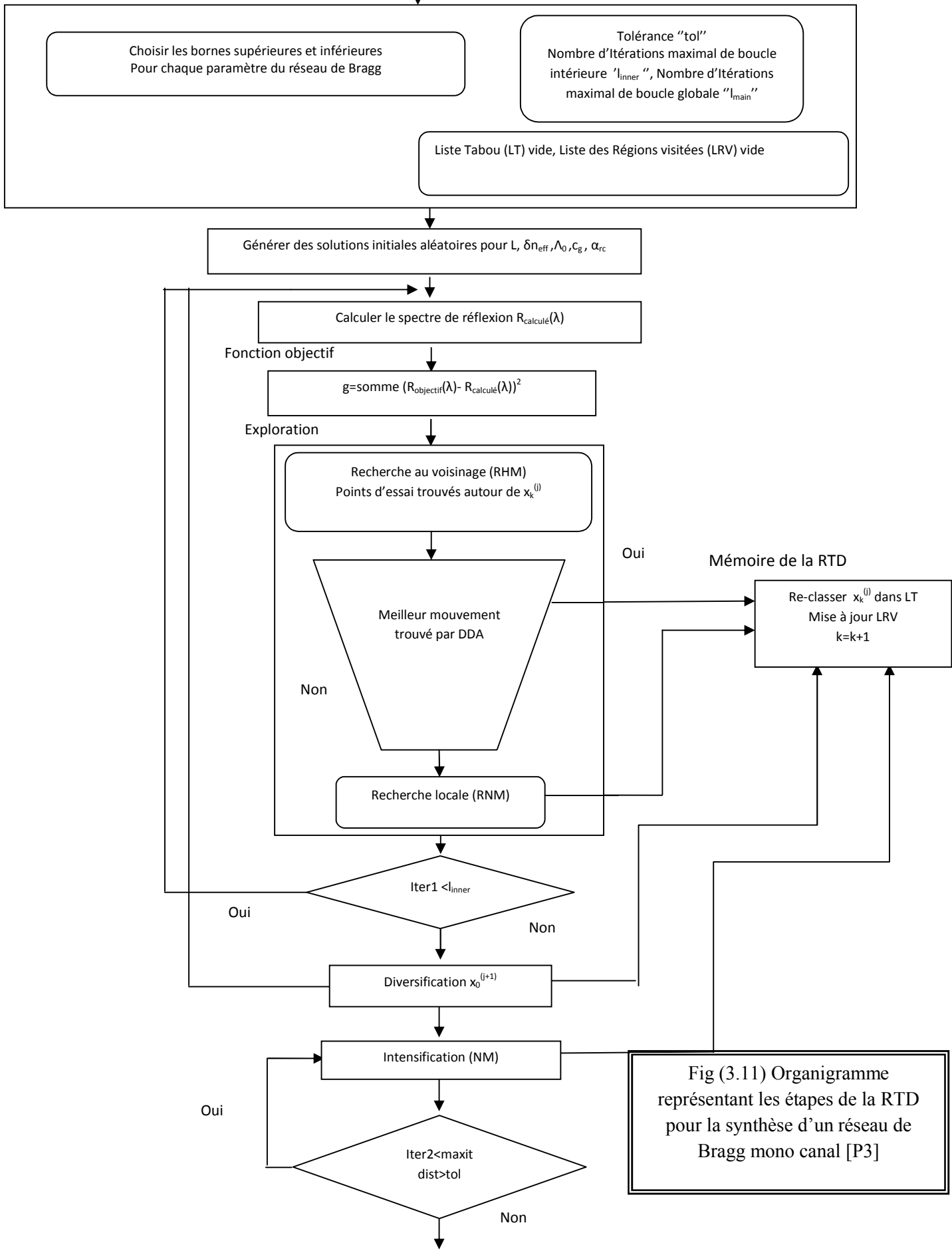


Fig (3.11) Organigramme représentant les étapes de la RTD pour la synthèse d'un réseau de Bragg mono canal [P3]

de départ couvrent quelques millimètres de la longueur totale du réseau  $L$  ( $0.8 \text{ cm} < L < 1.2 \text{ cm}$ ) et une bande de quelques dizaines de pico mètres pour la période initiale du réseau (PIR)  $\Lambda_0$  ( $535.56 \text{ nm} < \Lambda_0 < 535.64 \text{ nm}$ ). La PIR est variée linéairement à chaque section par le paramètre  $c_g$  ( $-0.0135 \text{ nm} < c_g < -0.0535 \text{ nm}$ ). Le chirp de la période de réseau (CPR)  $c_g$  prend un signe négatif parce que le réseau de Bragg est conçu pour avoir une variation linéaire négative de la période. Nous considérons que le changement d'indice de réfraction  $\delta n_{\text{eff}}$  est dans un intervalle qui varie entre  $10^{-4}$  et  $7 \times 10^{-4}$ . Une apodisation en cosinus surélevé est utilisée pour varier le coefficient de couplage. Le paramètre d'apodisation en cosinus surélevé  $\alpha_{\text{rc}}$  est utilisé dans un intervalle de recherche variant de 0.3 à 0.7. Le tableau III.2 récapitule les valeurs des paramètres reconstruits et originaux (objectif) du réseau de Bragg à pas variable apodisé mono canal.

La Figure (3.12) montre un spectre réfléchi conçu à partir d'un spectre supposé mesurer. Plusieurs tentatives d'exécution de la procédure d'optimisation ont été faites pour qu'une meilleure synthèse soit obtenue. La fonction objectif est minimisée par la RTD pour une distance d'erreur de 0.3253. Le spectre en réflexion synthétisé est obtenu après 1683 évaluations. La RTD a convergée en 7 minutes à l'aide d'un processeur 2.4 GHz Core 2 Duo avec 2 Go de RAM.

La Figure (3.13) illustre une comparaison entre la période de réseau synthétisée et l'originale. Nous remarquons que la pente de la période reconstruite est plus forte (plus raide) que celle de la période originale, parce que la valeur du chirp synthétisé est plus grande que celle du chirp original. Nous notons que la RTD est testée dans un environnement contenant un bruit gaussien, le paramètre de gauss choisi est aléatoire. Ce bruit a été ajouté au spectre de réflectivité objectif pour rendre la réponse plus réaliste (allure proche d'un spectre expérimental).

#### IV.4 Synthèse des paramètres physiques d'un réseau de Bragg multi canal par la RTD

Dans cette partie, la RTD est appliquée pour synthétiser un réseau de Bragg à pas variable échantillonné (multi canal). Un tel réseau est généralement utilisé comme un filtre multi canal, il est aussi utilisé pour compenser la dispersion chromatique de plusieurs canaux multiplexés en longueur d'onde (MDL).

Ce type de réseau est conçu en introduisant des décalages de phase entre les sections du réseau, ces décalages sont décrits comme suit [P3]

$$\phi_{pi} = \frac{4\pi n_{\text{eff}}}{\lambda} \Delta z \quad (3.40)$$

où  $\Delta z$  est la séparation entre deux sections consécutives de réseau. Cette séparation est décrite comme suit [P3]

$$\Delta z = L_A - dz \quad (3.41)$$

où  $L_A$  est la période d'échantillonnage et  $dz$  est la longueur de chaque section.

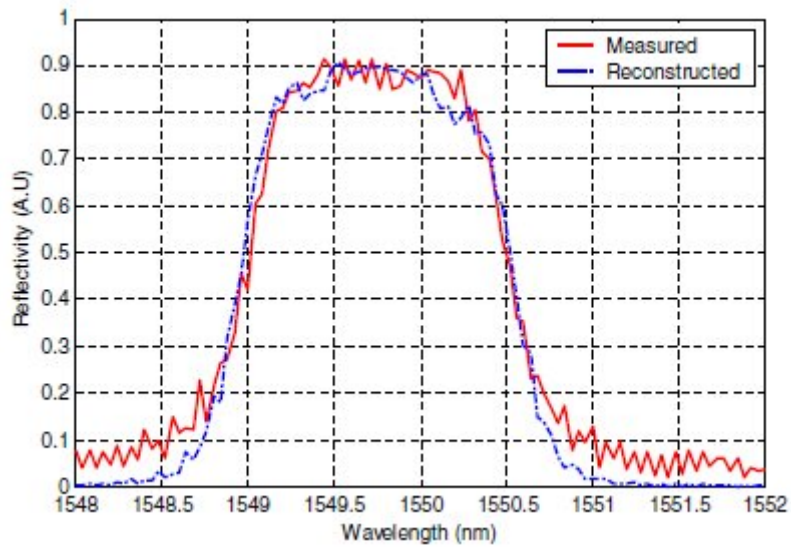


Fig (3.12) Synthèse d'un réseau de Bragg à pas variable avec apodisation en cosinus surélevé à partir d'un spectre réfléchi supposé mesuré [P3]

Tableau III.2 Valeurs des paramètres reconstruits et originaux [P3]

Paramètre	Valeur originale	Valeur synthétisé	Déviaton
Longueur, L(cm)	1	1.08	$8.0943 \times 10^{-4}$
Changement d'indice de réfraction, $\delta n_{\text{eff}}$	0.0004	0.0005	$1.3236 \times 10^{-4}$
Période de réseau initiale, $\Lambda_0$ (nm)	535.6	535.6122	0.0096
Chirp de période, $c_g$ (nm)	-0.0335	-0.0422	0.0087
Paramètre d'apodisation en cosinus, $\alpha_{\text{rc}}$	0.5	0.3318	0.1682

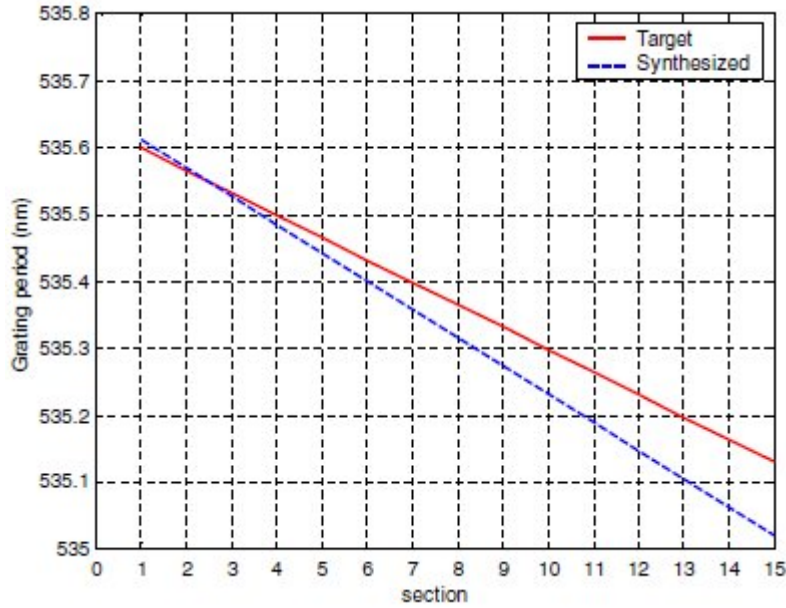


Fig (3.13) Comparaison entre la période de réseau reconstruite et originale [P3]

Nous rappelons qu'il existe une technique, déjà citée dans la section II.9.2.3 du chapitre II, qui permet d'augmenter le nombre de canaux d'un réseau échantillonné sans varier la période d'échantillonnage. L'objet est d'ajouter un changement de phase linéaire  $\varphi_c(z)$  au décalage de phase  $\phi_{pi}$  introduit entre deux sections consécutives. La nouvelle phase est décrite comme suit [P3]

$$\phi_{pi} = \frac{4\pi n_{eff}}{\lambda} \Delta z + \varphi_c \quad (3.42)$$

L'espacement en longueur d'onde, défini par l'équation (2.49) dans la section II.9.2.1 du chapitre II, est divisé par deux (réduit à moitié) lorsque la phase  $\varphi_c(z)$  s'incrémente linéairement par  $\pi$  multipliée par un nombre impair. Cette phase est décrite comme suit [P3]

$$\varphi_c(z) = c_p (i-1), \quad i = 1 \dots N \quad (3.43)$$

Le chirp de phase  $c_p$  est défini comme suit [P3]

$$c_p = (2n+1)\pi \quad (3.44)$$

où  $n$  est un entier positif.

Pour éliminer les rides et réduire les lobes secondaires de la réflectivité, le coefficient de couplage est varié en suivant un profil gaussien, la fonction d'apodisation gaussienne est décrite comme suit [P3]

$$g(z) = \exp \left[ -\alpha_g \left( \frac{z - \frac{L}{2}}{L} \right)^2 \right], \quad z \in [0, L] \quad (3.45)$$

où  $\alpha_g$  est le paramètre de gauss.

Il y a donc 7 paramètres physiques du réseau de Bragg échantillonné à reconstruire :  $L$ ,  $\delta n_{\text{eff}}$ ,  $P$ ,  $c_p$ ,  $\Lambda_0$ ,  $c_g$  and  $\alpha_g$ . Le nombre de sections,  $M$ , du réseau multi canal est fixé à 45. L'indice effectif de réfraction  $n_{\text{eff}}$  est pris 1.447. Les intervalles de départ couvrent quelques millimètres de la longueur totale du réseau  $L$  ( $0.8 \text{ cm} < L < 1 \text{ cm}$ ) et une bande de quelques dizaines de pico mètres pour la période initiale du réseau (PIR)  $\Lambda_0$  ( $535.56 \text{ nm} < \Lambda_0 < 535.64 \text{ nm}$ ). La PIR est variée linéairement à chaque section par le paramètre  $c_g$  ( $0.0135 \text{ nm} < c_g < 0.0535 \text{ nm}$ ). Le chirp de la période de réseau (CPR)  $c_g$  prend un signe positif parce que le réseau de Bragg est conçu pour avoir une variation linéaire croissante de la période. L'intervalle de recherche de la période d'échantillonnage est pris entre deux valeurs de différents standards d'espacement fréquentiel ( $0.517 \text{ mm} < L_A < 2.0534 \text{ mm}$ ). Le changement de phase linéaire  $\varphi_c(z)$ , ajouté au décalage de phase  $\phi$ , est incrémenté par le paramètre  $c_p$  ( $\pi - 0.2 < c_p < \pi + 0.2$ ) à chaque section du réseau. Nous considérons que le changement d'indice de réfraction  $\delta n_{\text{eff}}$  est dans un intervalle qui varie entre  $10^{-4}$  et  $7 \times 10^{-4}$ . Une apodisation gaussienne est utilisée pour varier le coefficient de couplage. Le paramètre de gauss  $\alpha_g$  est utilisé dans un intervalle de recherche variant entre 50 et 80. Le tableau III.3 récapitule les valeurs des paramètres reconstruits et originaux du réseau de Bragg à pas variable échantillonné apodisé.

La RTD a convergé avec une fonction objectif de 0.4424 après 1242 évaluations. Le temps de calcul a duré 12 minutes. Le code MATLAB a été exécuté à l'aide un processeur 2.4 GHz Core 2 Duo avec 2 Go de RAM.

Il est évident que le réseau de Bragg échantillonné est conçu avec un grand nombre de sections ( $M=45$ ). Ce nombre important a rendu le calcul plus complexe et a augmenté le temps d'exécution.

A partir de la figure (3.14) nous remarquons qu'il y a un bon accord en termes de points spectraux entre les canaux originaux et les canaux calculés par la RTD. Les canaux reconstruits sont espacés de 0.4 nm ( $\Delta f = 50 \text{ GHz}$ ), parce que la valeur du chirp de phase optimisé est proche du chirp de phase original. La longueur d'onde centrale est à environ 1553 nm. Nous remarquons que les valeurs de la longueur totale et le changement d'indice de réfraction du réseau échantillonné conçu sont un peu plus grandes que celles du réseau échantillonné de référence, par conséquent, les piques de réflectivité et les bandes passantes des canaux synthétisés sont plus grandes que celles des canaux originaux. A partir du tableau III.3, nous remarquons que les distances d'erreur (déviations) de tous les paramètres optimisés sont acceptables, ce qui démontre la capacité de la RTD à reconstruire avec des précisions acceptables un grand nombre de paramètres.

#### IV.5 Estimation des coefficients thermo-optique et expansion thermique d'un réseau de Bragg par la RTD

Nous avons vu dans la section II.10.2.1 du chapitre II qu'une fibre de Bragg est sensible à une contrainte thermique. La longueur d'onde centrale de Bragg est décalée lorsqu'un gradient de température est appliqué sur le réseau. La relation entre le décalage  $\Delta\lambda_D$  et le gradient de température  $\Delta T$  s'écrit comme suit [P3]

$$\Delta\lambda_D = \lambda_D(\alpha_\Lambda + \alpha_n)\Delta T \quad (3.46)$$

où  $\alpha_\Lambda$  est le coefficient d'expansion thermique de la fibre de Bragg, il est décrit dans l'équation (3.47). Nous remarquons à partir cette équation que la période de réseau  $\Lambda$  varie en fonction de la température, donc la première technique pour déplacer un spectre de réseau est de changer la longueur des périodes de ses sections. Le coefficient d'expansion thermique est approximativement égal à  $5.5 \times 10^{-7}/^\circ\text{C}$  pour une fibre à base de Silice [P3].

$$\alpha_\Lambda = \frac{1}{\Lambda} \frac{\partial \Lambda}{\partial T} \quad (3.47)$$

$\alpha_n$  est le coefficient thermo-optique du réseau de Bragg, il est décrit par l'équation (3.48). Nous remarquons à partir de cette équation que l'indice effectif de réfraction  $n_{eff}$  varie

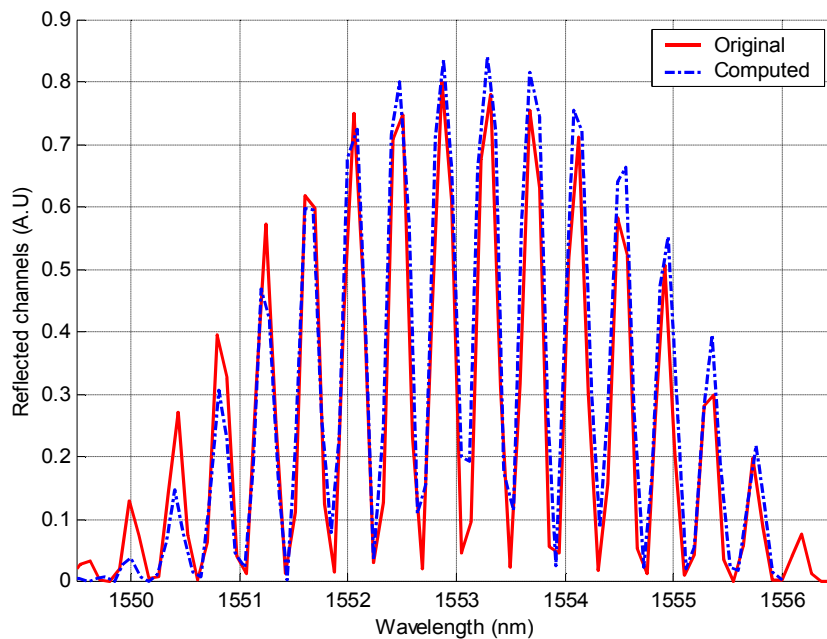


Fig (3.14) Synthèse d'un réseau de Bragg multi canal avec une apodisation gaussienne à partir de canaux réfléchis originaux [P3]

Tableau III.3 Valeurs des paramètres reconstruits et originaux [P3]

Paramètre	Valeur originale	Valeur synthétisée	Déviaton
Longueur, L(cm)	1	1.09	$9.2153 \times 10^{-4}$
Changement d'indice de réfraction, $\delta n_{eff}$	0.0006	0.0007	$9.2624 \times 10^{-5}$
Période de réseau initiale, $\Lambda_0$ (nm)	535.6	535.6008	0.007
Chirp de période, $c_g$ (nm)	0.0335	0.0337	$2.0271 \times 10^{-4}$
Période d'échantillonnage, $L_A$ (mm)	1.0267	1	$1.9392 \times 10^{-6}$
Chirp de phase, $c_p$	$\pi$	$1.003 \times \pi$	0.0096
Paramètre de gauss, $\alpha_g$	70	59.6455	10.2562

aussi en fonction de la température, donc la deuxième technique pour un déplacement du spectre de réseau est de changer la valeur de son indice de réfraction. Le coefficient thermo-optique est approximativement égal à  $8.6 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$  pour une fibre dopée à base de Germanium [P3].

$$\alpha_n = \frac{1}{n_{eff}} \frac{\partial n_{eff}}{\partial T} \quad (3.48)$$

L'objectif de ce travail est de reconstruire un réseau de Bragg mono canal à partir du spectre en réflexion supposé mesuré d'un autre réseau dont nous lui avons appliqué quatre gradients de température indépendants. La RTD est utilisée pour estimer les coefficients thermo-optique et expansion thermique de la fibre synthétisée. Dans ce cas, nous avons trois paramètres à reconstruire : l'indice de réfraction  $n_{eff}$ , la période initiale du réseau  $\Lambda_0$  et le chirp de la période  $c_g$ .

L'intervalle de recherche de l'indice de réfraction est fixé à 0.03 autour de 1.447 ( $n_{eff} - 0.03 < n_{eff} < n_{eff} + 0.03$ ). Nous notons que la période initiale du réseau,  $\Lambda_0$ , est prise à 535.6 nm à la température 25 °C, avec un intervalle de recherche fixé à 0.03 ( $\Lambda_0 - 0.03 \text{ nm} < \Lambda_0 < \Lambda_0 + 0.03 \text{ nm}$ ). Le chirp de période  $c_g$  est fixé à -0.0335 nm à la même température avec un intervalle de recherche de 0.02 nm ( $c_g - 0.02 \text{ nm} < c_g < c_g + 0.02 \text{ nm}$ ). La réponse spectrale réfléchi est centrée sur 1549.75 nm.

Le Tableaux III.4 présente les valeurs des paramètres optimisés et les coefficients thermo-optique et expansion thermique estimés. Le Tableau III.5 récapitule les distances d'erreur des paramètres reconstruits, ainsi les valeurs des fonctions objectif et leur nombre d'évaluations correspondant. Nous rappelons que la synthèse a été faite à partir de quatre spectres de réseaux de Bragg soumis à quatre différentes températures de 30 °C, 50°C, 70 °C et 80°C.

Lorsqu'un changement croissant de température est appliqué sur un réseau de Bragg, la longueur d'onde centrale  $\lambda_D$  est déplacée envers les hautes longueurs d'onde. Ce décalage est dû à un changement de l'indice de réfraction et de la période de réseau. Supposant que la longueur d'onde de Bragg initiale est centrée sur 1549.75 nm, à la température 25 °C. Un



décalage en longueur d'onde de 0.95 nm est atteint à 80 °C (voir figure (3.15)). Par conséquent, Le spectre en réflexion synthétisé à 80 °C est centré sur 1550.7 nm.

La figure (3.16) illustre l'évolution des paramètres synthétisés ( $n_{eff}$ ,  $\Lambda_0$  et  $c_g$ ) suivant les différents gradients de températures appliqués. Nous remarquons que la valeur de l'indice de réfraction optimisé augmente linéairement avec un changement croissant de température (figure (3.16) (a)). Pratiquement, un changement important de la valeur de l'indice de réfraction peut créer une déformation (rides et lobes secondaires) de la réponse spectrale. Par conséquent, il faut éviter de soumettre un réseau de Bragg à de très grandes températures (supérieures à 80 °C). Nous remarquons aussi que l'évolution de la période initiale synthétisée n'est pas linéaire suivant un changement croissant de température (figure (3.16) (b)), ceci est dû aux différentes distances d'erreur (déviations) obtenues par la RTD, pour ce paramètre, à chaque température (voir Tableau III.5)

Tableau III.4 Valeurs des paramètres physiques reconstruits, la longueur d'onde de Bragg et les coefficients thermo-optique et expansion thermique d'un réseau de Bragg soumis à quatre différentes températures [P3]

Paramètre	30 °C	50°C	70°C	80°C
$n_{eff}$	1.4471	1.4474	1.4477	1.4478
$\Lambda_0$ (nm)	535.6062	535.5928	535.5981	535.5892
$c_g$ (nm)	-0.0404	-0.0354	-0.0381	-0.0404
$\lambda_D$ (nm)	1550	1550.2	1550.5	1550.7
$\alpha_\Lambda$	$3.9071 \times 10^{-7}$	$3.9359 \times 10^{-7}$	$3.8220 \times 10^{-7}$	$6.5182 \times 10^{-7}$
$\alpha_n$	$7.9335 \times 10^{-6}$	$1.0359 \times 10^{-5}$	$1.0114 \times 10^{-5}$	$1.0273 \times 10^{-5}$

Tableau III.5 Valeurs des déviations (distances d'erreur) des paramètres synthétisés, nombre d'évaluations et les fonctions objectif correspondantes à quatre différentes températures [P3]

Paramètre	Déviati on (30°C)	Déviati on (50°C)	Déviati on (70°C)	Déviati on (80°C)
$n_{eff}$	$1.8993 \times 10^{-4}$	$6.3639 \times 10^{-5}$	$9.8577 \times 10^{-5}$	$1.3313 \times 10^{-4}$
$\Lambda_0$ (nm)	$4.2657 \times 10^{-4}$	0.0021	0.0040	0.0030
$c_g$ (nm)	0.0087	0.0028	0.0046	0.0069
$\lambda_D$ (nm)	0.1791	0.0955	0.2119	0.1701
Function objectif	0.2971	0.3217	0.2687	0.2358
Evaluation	658	705	686	705

Le paramètre de chirp de période est optimisé pour compenser les déviations entre la période de réseau reconstruite et la période originale (figure (3.16) (c)). Par exemple, à la température 30 °C la période initiale  $\Lambda_0$  synthétisée est 535.6062 nm. Cette valeur est supérieure à la valeur originale à la même température ( $\Lambda_{0original} = 535.6015$  nm). Pour minimiser cette erreur entre les deux périodes (optimisée et originale) à chaque section du réseau, une optimisation est faite par la RTD dont le but est d'incrémenter la valeur du chirp de période  $c_g$  à -0.0404 nm. Par conséquent, la valeur de la période synthétisée à chaque section sera réduite et plus proche de la valeur de période originale.

La figure (3.17) montre un exemple d'un réseau de Bragg reconstruit à partir d'un spectre en réflexion supposé mesuré à 70 °C. On note que la RTD a convergé en 3 minutes avec le même type de processeur cité auparavant. En faisant une comparaison entre le spectre synthétisé à 70 °C et un autre spectre original à 25 °C, nous remarquons que la longueur d'onde initiale de Bragg est déplacée de 0.732 nm avec un gradient de température de 45 °C. Les valeurs des paramètres reconstruits à cette température et leurs déviations correspondantes sont récapitulées dans les Tableaux III.4 et III.5, respectivement. Nous avons calculé la valeur moyenne des quatre valeurs des coefficients thermo-optique  $\alpha_n$  et expansion thermique  $\alpha_\Lambda$  citées dans le Tableau III.4.

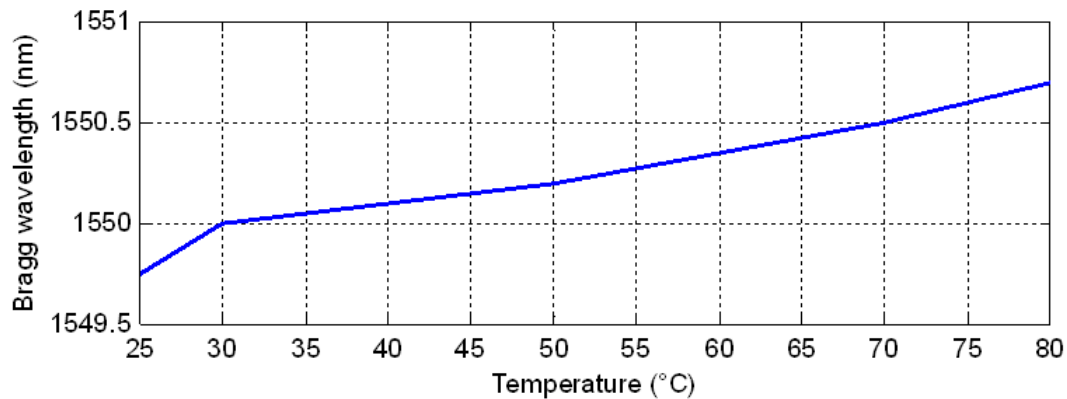
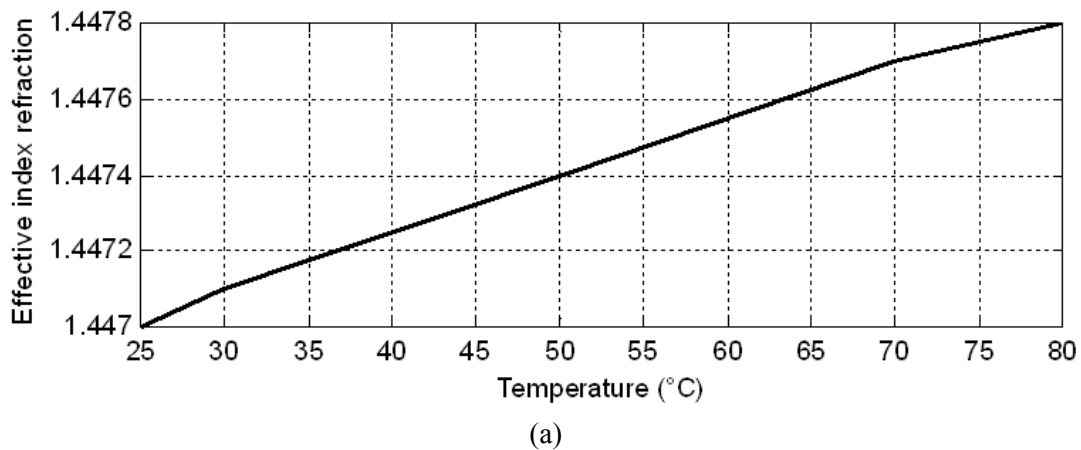
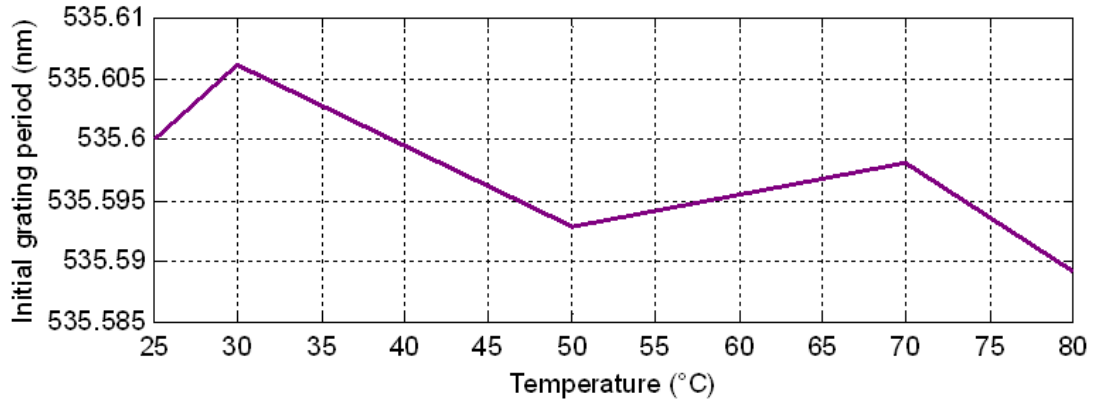
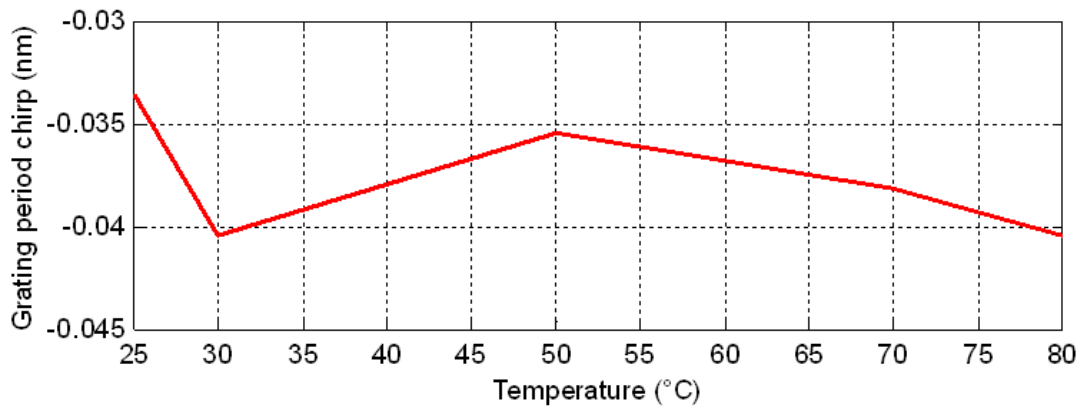


Fig (3.15) Evolution de la longueur d'onde de Bragg d'un réseau mono canal synthétisé par la RTD à partir des spectres en réflexion correspondants à quatre différentes températures [P3]





(b)



(c)

Fig (3.16) Evolution des paramètres reconstruits, (a) indice effectif de réfraction (b) période initiale du réseau, (c) chirp de réseau, d'un réseau mono canal synthétisé par la RTD à partir des spectres en réflexion correspondants à quatre différentes températures (30 °C, 50 °C, 70 °C et 80 °C) [P3]

Le Tableau III.6 présente une comparaison entre les valeurs moyennes des coefficients synthétisés par la RTD, des valeurs théoriques [III.64] et d'autres valeurs obtenues par l'algorithme de Nelder-Mead (NM) [III.56].

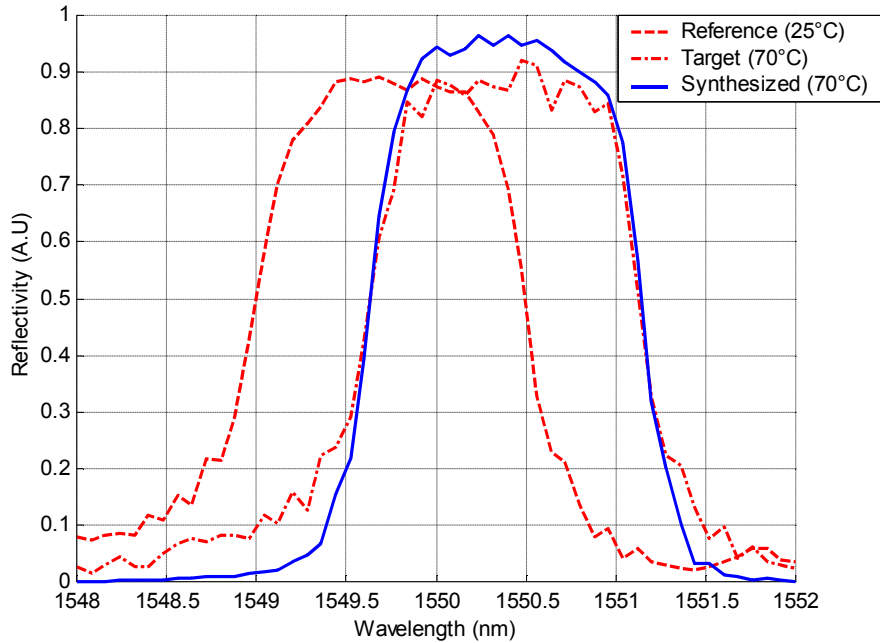


Fig (3.17) Synthèse d'un réseau de Bragg à pas variable apodisé en cosinus à partir d'un spectre en réflexion supposé mesuré à 70 °C [P3]

Nous notons que dans la référence [III.56] la synthèse a été faite à partir d'un spectre en réflexion d'un réseau de Bragg uniforme ; seulement l'indice de réfraction et la période de réseau ont été optimisés. Nous remarquons que toutes les valeurs comparées sont approximativement égales, ce qui prouve la bonne performance de la RTD proposée.

## IV.6 Optimisation des différents profils des contraintes mécaniques appliquées sur un réseau de Bragg par la RTD

### IV.6.1 Introduction

On peut créer une déformation sur la fibre de Bragg, et par conséquent sur sa réponse spectrale, par l'intermédiaire d'une simple pression. Cet effort mécanique peut être un étirement de la fibre ou bien une compression de la fibre.

Supposant que le profil d'une traction appliquée sur un réseau de Bragg est une fonction de second ordre, elle s'écrit comme suit

$$\varepsilon(z) = a_0 z^2 + a_1 z + a_2 \quad (3.49)$$

où  $a_0$ ,  $a_1$  et  $a_2$  sont des entiers positifs ou négatifs.

Un spectre en réflexion d'un réseau de Bragg est déplacé en créant un décalage de sa longueur d'onde centrale. Lorsqu'un déplacement spectral ait lieu sans que la largeur de bande (ou largeur à mi-puissance) du spectre soit changée, alors seulement le coefficient  $a_2$  est utilisé (figure (3.18)  $\epsilon_s=100$ )

Tableau III.6 Comparaison entre les valeurs moyennes des coefficients thermo-optique et expansion thermique obtenues par la RTD [P3], l’algorithme de Nelder-Mead [III.56] et d’autres valeurs théoriques [III.64]

	$\alpha_n$	$\alpha_\Lambda$
RTD [P3]	$9.6699 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$	$4.5458 \times 10^{-7} / ^\circ\text{C}$
Valeurs théoriques [III.64]	$8.6 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$	$5.5 \times 10^{-7} / ^\circ\text{C}$
Nelder-Mead [III.56]	$8.43 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$	$4.7 \times 10^{-7} / ^\circ\text{C}$

Par conséquent, une traction constante est appliquée sur le réseau. Les coefficients  $a_1$  et  $a_2$  sont utilisés en même temps pour créer une traction avec profil linéaire (figure (3.18)  $\text{eps} = 3z + 100$ ). La force du stress appliqué devient plus grande en la comparant avec la précédente (avec un seul coefficient). Par conséquent, la largeur de bande du réseau devient un petit peu grande. Ce petit changement est justifié par le fait que nous avons choisi une petite valeur du coefficient  $a_1$  ( $a_1 = 3$ ). Un changement de la largeur à mi-puissance indique que les valeurs du délai de groupe et de la dispersion vont aussi changer. Dans le troisième cas, nous avons appliqué une traction avec un profil non linéaire en utilisant les trois coefficients  $a_0$ ,  $a_1$  et  $a_2$ . A partir de la figure (3.18), nous remarquons que lorsque le profil de traction suit la fonction  $\text{eps}(z) = z^2 + 3z + 100$  la largeur de bande devient plus large en la comparant avec celle obtenue en utilisant une traction linéaire.

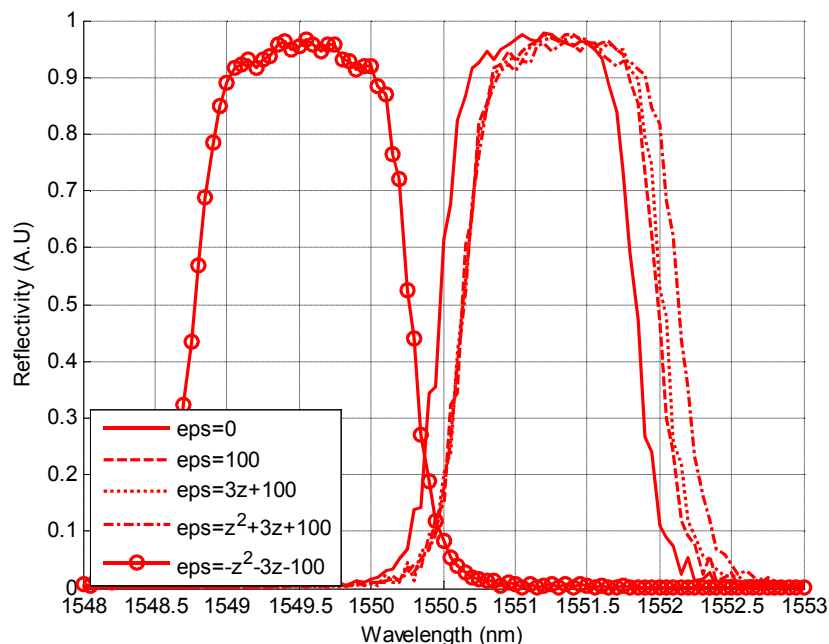


Fig (3.18) Spectres réfléchis correspondants à quatre profils de traction [P6]

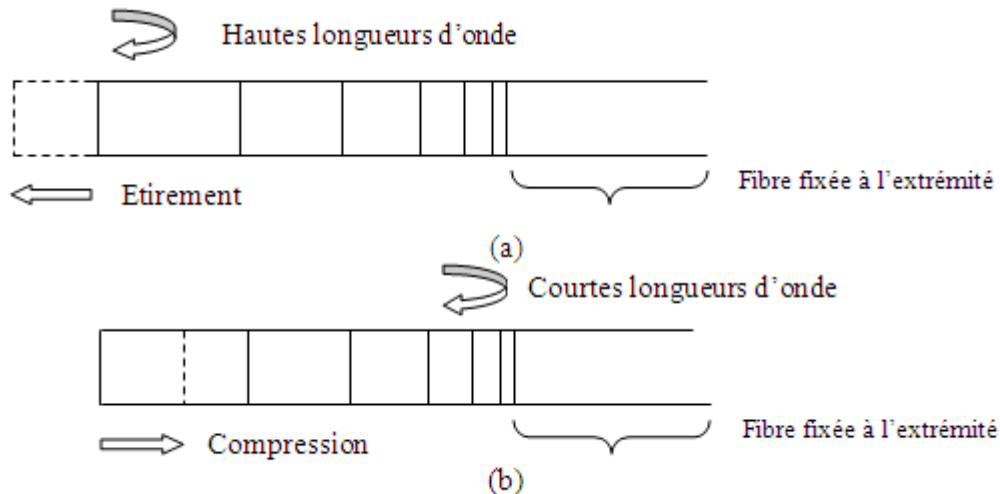


Fig (3.19) (a) Etirement et (b) compression d'un réseau de Bragg à pas variable négatif

Les spectres réfléchis correspondants aux trois tractions citées au dessus sont déplacés vers les hautes longueurs d'onde. Nous remarquons que la déformation du spectre se situe à droite de la longueur d'onde centrale, ceci est dû à la pression positive appliquée sur la fibre. Supposant que la fibre utilisée est à pas variable négatif (chirp de période négatif), dans ce type de fibres les hautes longueurs d'onde se réfléchissent plus rapidement (un délai de groupe court) (figure (3.19) (a)), alors que les courtes longueurs d'onde mettent plus de temps pour se réfléchir (un délai de groupe long) (figure (3.19) (b)). Sur la figure (3.18), la déformation du spectre se présente sur les hautes longueurs d'onde parce que la traction a été appliquée au début de la fibre de Bragg (à partir des hautes longueurs d'onde). Une traction négative (voir figure (3.19) (b)) permet de déplacer le spectre vers les courtes longueurs d'onde (figure (3.18)  $\epsilon = -z^2 - 3z - 100$ ), et de créer des déformations sur le spectre à gauche de la longueur d'onde centrale.

Les tractions linéaires et non linéaires peuvent être appliquées sur un réseau de Bragg pour utiliser ce composant comme un compensateur accordable de la dispersion dans une liaison mono canal ou multiplexée en longueurs d'onde. Une condition doit être respectée ; la longueur d'onde centrale doit être fixée en changeant la valeur de la dispersion. La force de la traction est utile lorsque la valeur de la dispersion négative d'un réseau de Bragg doit être ajustée suivant un changement de la valeur de la dispersion positive d'une fibre monomode de transmission.

Une traction avec un profil constant est utilisée pour déplacer un spectre sans changer sa largeur de bande. Une traction positive et négative permet de déplacer la réflectivité d'un réseau en direction des hautes longueurs d'onde et des courtes longueurs d'onde, respectivement. Cette technique est appliquée pour utiliser un réseau de Bragg comme un filtre accordable dans les systèmes de transmission multiplexés en longueurs d'onde (MDL).

#### IV.6.2 Reconstruction d'un profil d'une traction appliquée sur un réseau de Bragg à partir d'un spectre original déformé

Dans cette partie, nous nous intéresserons à la reconstruction d'un profil d'une contrainte mécanique appliquée sur un réseau de Bragg à pas variable en utilisant la méthode de la Recherche Tabou Dirigée (RTD), à partir d'un autre spectre déformé supposé mesuré. Le nombre de sections  $M$  du réseau est 15, alors il y aura 15 paramètres à optimiser :  $\varepsilon(z_1), \varepsilon(z_2), \dots, \varepsilon(z_{15})$ . L'intervalle de recherche initial pour chaque paramètre synthétisé est fixé à  $100 \mu\varepsilon$  ( $\varepsilon_{\text{target}}(z) - 100 < x < \varepsilon_{\text{target}}(z) + 100$ ). Les paramètres physiques du réseau de Bragg utilisés dans cette simulation sont les mêmes présentés dans le Tableau III.2.

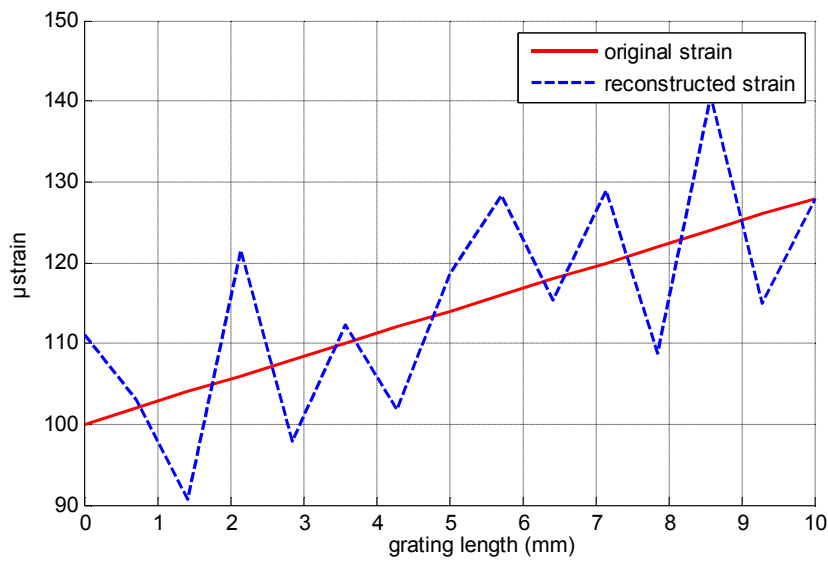


Fig (3.20). Profil de traction reconstruit et original ( $\varepsilon(z) = 3z + 100$ ) [P6]

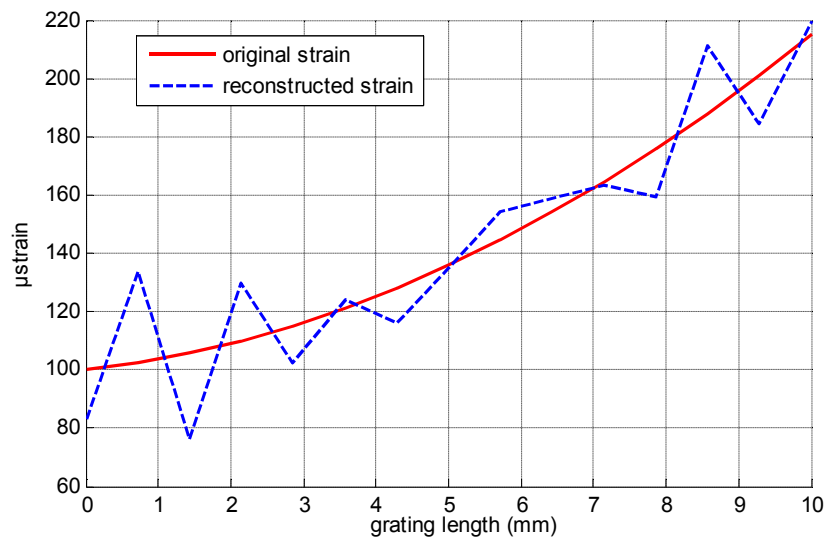


Fig (3.21). Profil de traction reconstruit et original ( $\varepsilon(z) = z^2 + 3z + 100$ ) [P6]

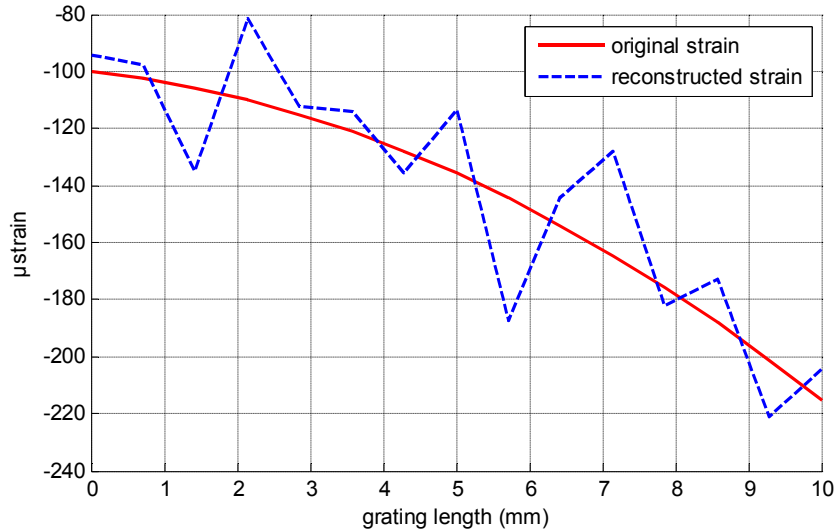


Fig (3.22). Profil de traction reconstruit et original ( $\epsilon(z)=-z^2-3z-100$ ) [P6]

Les différents profils des tractions synthétisés et originaux sont représentés dans les figures (3.20), (3.21) et (3.22). Nous remarquons que l'accord entre eux est relativement bon. Les résultats de simulation des trois profils appliqués sont récapitulés dans le Tableau III.7. Nous rappelons qu'une augmentation des valeurs des trois coefficients  $a_1$ ,  $a_2$  et  $a_3$  dans le cas d'un profil constant, linéaire et non linéaire fait augmenter par conséquent la différence de force de la traction appliquée. Les valeurs moyennes de la force de traction pour les trois différents profils sont :  $\epsilon_1(z)= 114 \mu\epsilon$ ,  $\epsilon_2(z)= 144 \mu\epsilon$  et  $\epsilon_3(z)=-144 \mu\epsilon$ . Le Tableau III.7 montre que l'erreur maximale et moyenne d'une traction est minimale lorsque la valeur moyenne de la force de traction appliquée est petite.

La simulation faite par la RTD a donné des fonctions objectif entre  $1.2282 \times 10^{-8}$  et  $2.544 \times 10^{-8}$ . La méthode a convergé en 30 minutes à l'aide un processeur 2.4 GHz Core 2 Duo avec 2 Go de RAM.

La RTD est aussi utilisée pour la reconstruction d'un profil d'une contrainte mécanique appliquée sur un réseau de Bragg à pas variable multi canal. Ce réseau échantillonné est divisé en 45 sections, alors il y aura 45 paramètres du profil de traction à synthétiser à partir d'un spectre original déformé. A partir de la figure (3.23), nous remarquons qu'il y a un bon accord entre les canaux réfléchis reconstruits et originaux. La traction appliquée suit la fonction  $\epsilon(z)=-3z^2-50z-100$ .

Dans cet exemple, nous avons soumis le réseau échantillonné à une forte traction négative, la force moyenne de la traction est  $-423 \mu\epsilon$ . Une forte traction implique que la déformation sur le spectre est plus significative, or des rides (fluctuations) se présentent à gauche de la longueur d'onde Bragg.

La méthode hybride a donné une fonction objectif de  $1.5064 \times 10^{-6}$  après 80007 évaluations. La RTD a convergé en 10 heures à l'aide d'un processeur 2.4 GHz Core 2 Duo avec 2 Go de RAM. Il est évident que lorsque le nombre de sections devient plus grand, le calcul sera plus complexe et le temps d'exécution augmente.



Tableau III.7 Résultats de simulation obtenus par la RTD pour les différents profils synthétisés [P6]

Profil de traction original ( $\mu\epsilon$ )	Fonction objectif	Nombre d'évaluations	Temps de calcul (minutes)	Valeur moyenne absolue de la force de traction ( $\mu\epsilon$ )	Erreur moyenne de traction	Erreur maximale de traction
$\epsilon_1(z)=3z+100$	$2.544 \times 10^{-8}$	9444	30	114	8.8	16.7
$\epsilon_2(z)=z^2+3z+100$	$1.2282 \times 10^{-8}$	9289	30	144	13.4	31.1
$\epsilon_3(z)=-z^2-3z-100$	$1.3633 \times 10^{-8}$	9188	30	144	16.56	42.7

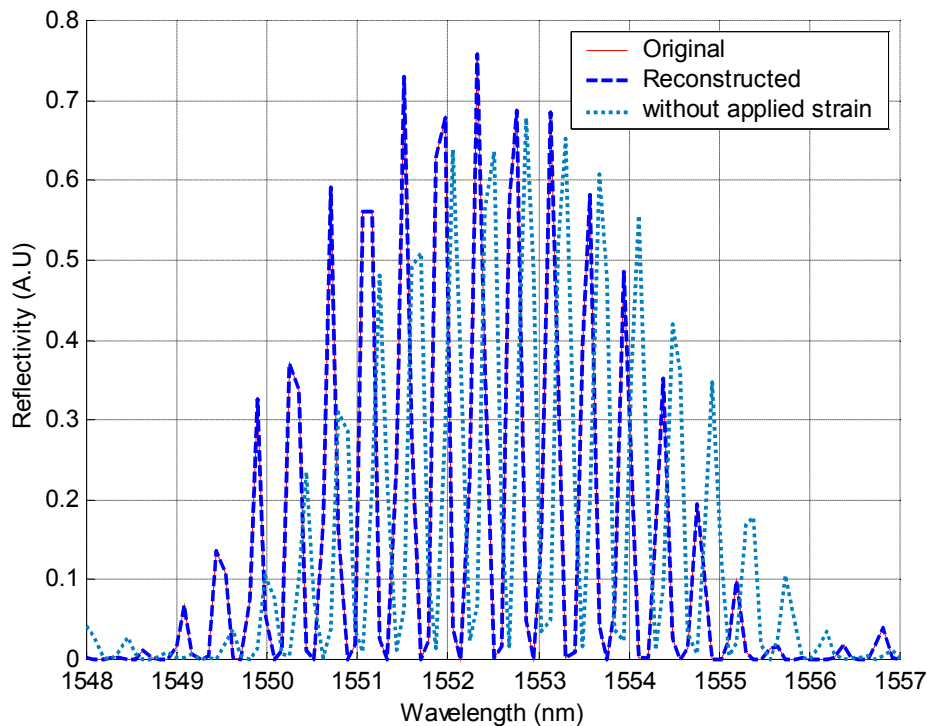


Fig (3.23). Synthèse d'un réseau de Bragg multi canal avec une traction négative à partir d'un spectre en réflexion original avec le profil de traction  $\epsilon(z)=-3z^2-50z-100$  [P6]

A partir de la figure (3.24), nous remarquons des erreurs entre le profil original et le profil synthétisé parce que le nombre de paramètres synthétisés est grand. La valeur de la distance d'erreur maximale est  $99.2 \mu\epsilon$ , alors que la distance d'erreur moyenne est  $46.74 \mu\epsilon$ .

## V. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la synthèse et l'optimisation des réseaux de Bragg mono canal et échantillonnés. La RTD, l'AGCS et le RSRHM ont été proposés pour reconstruire les paramètres physiques de ces réseaux. Nous rappelons que la RTD et le RSRHM appartiennent à la classe des métaheuristiques hybrides de bas niveau à relais, tandis que l'AGCS appartient à la classe des méthodes hybrides de bas niveau co-évolutionnaires. Une comparaison entre ces trois métaheuristiques hybrides, en termes de la fonction objectif, du nombre d'évaluations et du temps de calcul, a permis de démontrer que la RTD est la méthode la plus

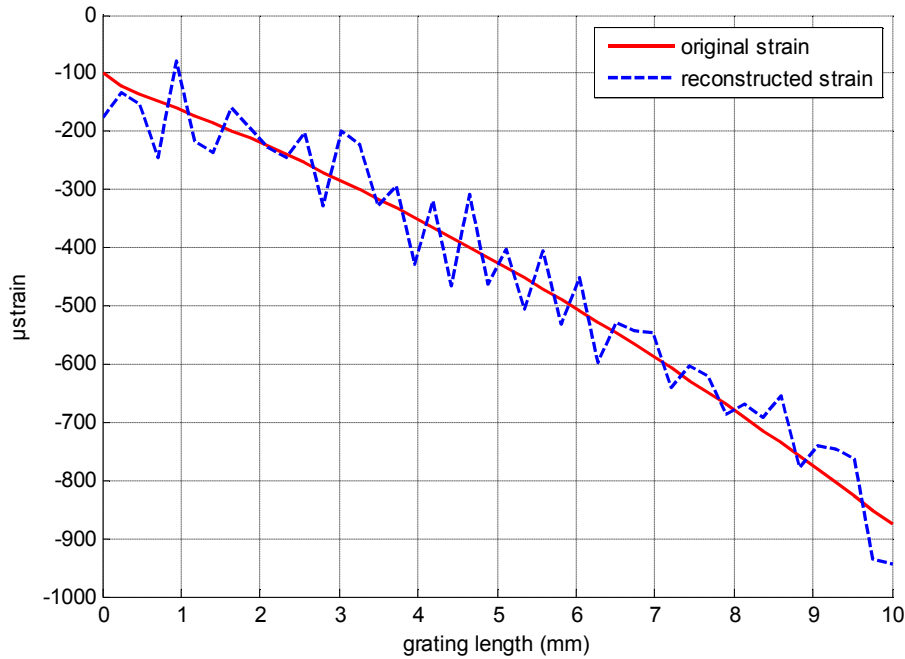


Fig (3.24). Profil de traction reconstruit et original pour un réseau échantillonné ( $\epsilon(z)=-3z^2-50z-100$ ) [P6]

avantageuse grâce à sa rapidité de convergence et grâce aussi à la bonne qualité des solutions obtenues. Dans sa partie exploration, la RTD utilise les stratégies de recherche au voisinage et locale. La recherche heuristique par motif (RHM), qui se base sur la méthode de la direction de descente approximative (DDA), permet de générer des points d'essai au voisinage d'une solution initiale. Si une meilleure solution est trouvée par cette stratégie, la recherche de Nelder-Mead continue à générer des points d'essai locaux à partir de cette solution. Des éléments de mémoire sont introduits pour stocker les meilleurs points visités en faisant une mise à jour de la liste tabou (LT). Les solutions sont classées dans cette liste suivant un ordre croissant de l'élément le plus ancien jusqu'à l'élément le plus récent, et selon aussi la valeur de leurs fonctions objectif. La liste des régions visitées (LRV) contient les informations historiques concernant les régions visitées antérieurement. Une région visitée est caractérisée par une sphère d'un certain rayon, et une fréquence de visites de cette région. Ces informations sont utilisées pour diriger la recherche vers de nouvelles régions lorsque la procédure d'exploration échoue de faire une amélioration, or une procédure de diversification doit être exécutée. Une procédure d'intensification est appliquée dans la dernière étape de la RTD pour améliorer les meilleurs points stockés dans la liste tabou (LT).

A la fin de ce chapitre, la recherche tabou dirigée (RTD) a été utilisée pour estimer les coefficients thermo-optique et expansion thermique d'une fibre de Bragg. Une contrainte thermique est appliquée sur un réseau de Bragg échantillonné pour déplacer ses canaux vers d'autres longueurs d'onde désirées. Un gradient de température est aussi appliqué aux deux extrémités d'une fibre de Bragg échantillonnée pour changer la largeur de bande de chaque canal sans déplacer sa longueur d'onde centrale, par conséquent la valeur de la dispersion de chaque canal est modifiée. Cette caractéristique est utilisée pour une compensation accordable

de la dispersion chromatique dans une liaison multiplexée en longueur d'onde. La RTD a été utilisée aussi pour reconstruire des profils de tractions positives et négatives, appliquées sur une fibre de Bragg, à partir des spectres en réflexion déformés. L'objectif de l'application des ces contraintes mécaniques est le même que celui d'une contrainte thermique ; un déplacement des longueurs d'onde centrales des canaux et le changement des valeurs de leurs dispersions correspondantes.

Les distances d'erreur, entre les paramètres synthétisés et les paramètres originaux, minimisées par la RTD sont acceptables. Cette méthode a donné de très bons résultats malgré qu'elle a été testée dans un environnement contenant un bruit gaussien aléatoire. Cette métaheuristique hybride est avantageuse par rapport à d'autres métaheuristicues combinées surtout lorsque le nombre de paramètres à reconstruire est très grand.

# **CONCLUSION GENERALE**

## Conclusion générale

Les réseaux de Bragg ont un rôle très important dans le secteur des télécommunications optiques. Nous avons choisi ces composants optiques grâce aux nombreux avantages qu'ils présentent, parmi lesquels leur structure est simple et par conséquent leur coût de fabrication est faible. Ces réseaux peuvent aussi être accordés en longueur d'onde et leur gamme de sélectivité est large, ils sont flexibles et leur adaptation est parfaite avec les fibres mono mode largement utilisées. En plus de ces caractéristiques, les fibres de Bragg sont des composants de base de quelques types de multiplexeurs et de démultiplexeurs optiques, elles sont utilisées aussi dans le filtrage que ça soit statique ou accordable. L'objectif de notre travail était d'analyser, de synthétiser et d'optimiser différents types de réseaux de Bragg.

Les réseaux de Bragg uniformes, à pas variable, apodisés et échantillonnés ont été modélisés par la théorie des modes couplés et simulés en utilisant la méthode des matrices de transfert. Une attention particulière a été faite sur le réseau de Bragg multi canal, car il permet un filtrage adaptatif. En premier lieu, nous avons présenté quelques techniques pour densifier le nombre de canaux dans un réseau échantillonné dans le but de démultiplexer ou compenser la dispersion chromatique de plusieurs canaux multiplexés dans une fibre mono mode. En second lieu, quelques méthodes de modification des paramètres physiques (indice de réfraction, période de réseau) d'un réseau de Bragg ont été introduites en appliquant des contraintes thermiques et mécaniques sur la fibre de Bragg. Nous avons aussi conçu et simulé un multiplexeur à insertion/extraction basé sur des réseaux de Bragg, des circulateurs optiques et des commutateurs optiques en utilisant le logiciel OptiSystem.

Dans la dernière partie de cette thèse, une synthèse et une optimisation des réseaux de Bragg mono canal et multi canal a été faite en utilisant des métaheuristiques hybrides. La recherche tabou dirigée (RTD), l'algorithme génétique avec codage de simplexe (AGCS) et le recuit simulé avec recherche heuristique de motif (RSRHM) ont été proposés pour reconstruire les paramètres physiques des réseaux de Bragg. Une comparaison entre les performances de ces trois algorithmes de différents concepts a été faite en fonction de leur fonction objectif, du nombre d'évaluations et du temps de calcul, et elle a prouvé que la RTD est la méthode la plus appropriée car elle a donné la distance d'erreur moyenne la plus petite en un temps court par rapport aux autres algorithmes. Cette méthode est aussi préférée dans les systèmes à grandes dimensions.

La recherche tabou dirigée (RTD) est une méthode basée sur des éléments de mémoire qui permettent de stocker les meilleurs points visités en faisant une mise à jour de la liste tabou (LT). Ces points sont classés dans cette liste suivant leur nouveauté et suivant aussi la valeur de la distance d'erreur obtenue. La liste des régions visitées (LRV) mémorise toutes les espaces qui ont été déjà visités. Si une mauvaise solution est stockée dans une sphère de rayon donné la recherche tabou évitera de rechercher des solutions dans cette zone et diversifie la recherche vers de nouvelles régions lorsque la procédure d'exploration échoue de faire une amélioration. Les meilleurs solutions stockées dans la LT sont intensifiées à la fin de la RTD en utilisant une méthode de recherche locale appelée la recherche de Nelder-Mead (RNM). Nous rappelons qu'une méthode de recherche globale basée sur la direction de descente approximative (DDA) est utilisée dans la partie exploration de la RTD.

La recherche tabou dirigée (RTD) a été utilisée pour reconstruire les coefficients thermo-optique et expansion thermique d'un réseau de Bragg mono canal en faisant une synthèse des paramètres physiques d'une fibre de Bragg à partir d'un spectre réfléchi supposé mesurer. Un gradient de température a été appliqué théoriquement aux deux extrémités d'un réseau de Bragg pour déplacer la longueur d'onde centrale sans modifier la largeur de bande du spectre. Le réseau conçu peut être utile pour un démultiplexage accordable en longueurs d'onde. Cet algorithme hybride a été aussi utilisé pour reconstruire des profils de tractions positives et négatives de la fibre de Bragg à partir de spectres déformés originaux. La RTD a pu reconstruire 45 paramètres avec des distances d'erreur acceptables dans un environnement contenant un bruit gaussien aléatoire. Les résultats de simulation obtenus durant cette thèse ont montré que l'algorithme de la recherche tabou hybride proposé est une méthode très prometteuse qui peut être utilisée pour concevoir d'autres types de filtres optiques, notamment les fibres optiques à cristaux photoniques utilisées pour la compensation de la dispersion chromatique.

## ANNEXE 1

### Code MATLAB pour la reconstruction des paramètres physiques et la synthèse d'un spectre en réflexion d'un réseau de Bragg mono canal en utilisant la Recherche Tabou Dirigée (RTD)

```
function [XMin,FMin,FCount] = DTSps(f,U,L)
close all
clc
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Initial Parameters %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
n=length(U)
Edg=0.1*min(U-L);           % Simplex edge length
FCount=0;                   % Number of function evaluations
tol =1.0D-6 ;              % Termination accuracy
MaxItrs=10*n;
itrc=0;
NoImprv=2*n;
inNoImprv=0;
H=1;                        % Ratio of accepting Diversification point
dVR=2*Edg;                  % Region radius in VRL
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Generation of the initial Solution %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
r=rand(1,n);
x=L+(U-L).*r
fx=feval(f,x);
FCount=FCount+1;
fbetter=fx;
S=zeros(n+2,n);
fv=zeros(n+2,1);
id=eye(n);
% ***** 1st iteration *****
% Constructing the Neighborhood Search
in=1;
while(fbetter >= fx & in <= n)
    EdgL=Edg+rand*Edg;
    sn=(-1)^(round(rand));
    S(in,:)=x+sn*EdgL*id(in,:);
    fv(in)=feval(f,S(in,:));
    FCount=FCount+1;
    if fv(in)<fbetter
        x1=S(in,:);
        f1=fv(in);
        Bflag=1;
        fbetter=fv(in);
    else
        Bflag=0;
    end
    in=in+1;
end
if (Bflag == 0)
    df=zeros(n,1);
    u=zeros(n,n);
    v=zeros(1,n);
    for j=1:n;
        df(j)=fv(j)-fx;
    end
end
```

```

for i=1:n;
    w(i)=df(i)/sum(abs(df));
    u(i,:)=- (S(i,:)-x);
    u(i,:)=u(i,+)/norm(u(i,));
end
for j=1:n; v=v+w(j)*u(j,); end
v=v/norm(v);
S(n+1,:)=x+(0.5*rand)*Edg*v;
S(n+2,:)=x+(0.5+0.5*rand)*Edg*v;
for j=1:2
    jn=n+j;
    fv(jn)=feval(f,S(jn,));
end
FCCount=FCCount+2;
[fvs,is]=sort(fv);
Stmp=S(is,); S=Stmp; fv=fvs;
xnew=S(1,);
fnew=fv(1);
else
    xnew=x1; fnew=f1;
end
% TL and VRL Setting
inTL=1; TL(inTL,:)=x; fTL(inTL)=fx; rec(inTL)=1;
inVRL=1; VRL(inVRL,:)=x; frVRL(inVRL)=1;
x=xnew; fx=fnew;
Xold=x; Fold=fx;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Main Loop %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
while(inNoImprv < NoImprv & itrc < MaxIters)

[FM1, XM1, FCCount1, TL1, fTL1, rec1, VRL1, frVRL1]=APS(f, n, x, fx, Edg, TL, fTL, rec, VRL
, frVRL);
    TL=TL1;
    fTL=fTL1;
    rec=rec1;
    VRL=VRL1;
    frVRL=frVRL1;
    FCCount=FCCount+FCCount1;
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Diversification%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    accpt=0;
    while accpt==0
        r=rand(1,n);
        xnw=L+(U-L).*r;
        for j=1:inVRL
            dxV(j)=norm(xnw-VRL(j,))*(1+0.25*(1-exp(-0.25*(frVRL(j)-1))));
        end
        if min(dxV)>= H*dVR
            accpt=1;
        end
    end
    x=xnw;
    fx=feval(f,x);
    FCCount=FCCount+1;
    % Update TL
    [sortrec, iTLr]=sort(rec);
    TLrtmp=TL(iTLr,); TL=TLrtmp;
    fTLtmp=fTL(iTLr); fTL=fTLtmp;
    rec=sortrec;
    inTL=length(fTL);
    for j=1:inTL
        rec(j)=j;
    end
end

```



```

end
[sortfTL,iTL]=sort(fTL);
TLtmp=TL(iTL,:); TL=TLtmp;
rectmp=rec(iTL); rec=rectmp;
fTL=sortfTL;
fTL(inTL)=fx;
TL(inTL,:)=x;
rec(inTL)=inTL+1;
inVRL=length(frVRL);
VRL(inVRL+1,:)=x; frVRL(inVRL+1)=1;
if FM1 <= Fold
    inNoImprv = 0;
else
    inNoImprv = inNoImprv+1;
end
Xold=XM1; Fold=FM1;
itrc=itrc+1;
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Intensification Search %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
[fTLs,ifTL]=sort(fTL);
TLtmp=TL(ifTL,:);
TL=TLtmp; fTL=fTLs;
XMin=TL(1,:); XM=TL;
FMin=fTL(1);
% Applying N-M method starting from Best Point
if n<5
    maxitt=100*n;
    budget=200*n;
else
    maxitt=5000*n;
    budget=10000*n;
end
for j=1:1
    [x1,FCoun1,f1]=NeMe(n,f,XM(j,:),maxitt,budget);
    if f1 < FMin
        XMin1=x1(:,1);
        FMin=f1;
    end
    FCount=FCount+FCoun1;
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% END %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Fibre simulation parameters
neff = 1.447; %core index of photosensitive fibre
l = 10e6;%length of grating in micrometers
delnbar=4e-4;
M=15;
walD = 1550; %design wavelength
wal1 = 1548;
wal2 = 1552;
step =100;
delz1 = 1/M;
c = 2.99793e8; %Speed of light
lmin=0;
zel= [lmin:(l-lmin)/M:1];
wal = [wal1:(wal2-wal1)/step:wal2];
wal3 = [wal1:(wal2-wal1)/(step-1):wal2];
wal4 = [wal1:(wal2-wal1)/(step-2):wal2];
alpha=40;
H=rand(1)*1e-5;
G=80;

```

```

m=2;
B=0.03%;
raised=0.5;
for (r = 1:step+1)
    w = wal(r);
    f1_2 = [1 0; 0 1];
for (i = 1:M)
    z=z1(i);
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%CGP%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
        A=535.6;
        cg=-0.0335;
        CGP=x1(3)*(i-1);
        CGP1(i)=x1(2)+CGP;
g_z=x1(4)*(1+cos(pi*(z-l/2)/l));
sig1=((2*pi*neff)*(1/w)-pi/CGP1(i))+((2*pi*x1(1))/w);
gammab1=(((g_z*pi*x1(1))/w)^2-((sig1)^2))^0.5;
f11_2=(cosh(gammab1*delz)-sqrt(-1)*(sig1/gammab1)*sinh(gammab1*delz));
f22_2=conj(f11_2);
f21_2=(((sqrt(-1)*g_z*pi*x1(1))/(gammab1*w))*sinh(gammab1*delz));
f12_2=conj(f21_2);
f1_2=f1_2*[f11_2 f12_2;f21_2 f22_2];
end
r3_2(r) = f1_2(2,1)/f1_2(1,1); %amplitude reflection coefficient
R3_2(r) = (abs(r3_2(r)))^2; %power reflection coefficient of single grating
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%standard deviation%%%%%%%%%%
d cg=cg-x1(3)
d A=A-x1(2)
d ln=delnbar-x1(1)
d raised=raised-x1(4)
figure(1), hold on,
plot(wal, R3_2, 'b--')
grid
xlabel('Wavelength (nm)')
ylabel('Computed Reflectivity')

function g=object4(x)
close all
clc
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%COMPUTED
REFLECTIVITY%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Fibre simulation parameters
neff = 1.447; %core index of photosensitive fibre
l = 10e6;%length of grating in micrometers
delnbar=4e-4;
M=15;
walD = 1550; %design wavelength
wal1 = 1548;
wal2 = 1552;
step =100;
c = 2.99793e8; %Speed of light
lmin=0;
zel= [lmin:(l-lmin)/M:1];
wal = [wal1:(wal2-wal1)/step:wal2];
wal3 = [wal1:(wal2-wal1)/(step-1):wal2];
wal4 = [wal1:(wal2-wal1)/(step-2):wal2];
alpha=40;
H=rand(1)*1e-5;

```

```

G=80;
m=2;
B=0.03%;
A=535.6;
raised=0.5;
for (r = 1:step+1)
    w = wal(r);
    f1_2 = [1 0; 0 1];
    for (i = 1:M)
        z=z0(i);
        %%%%%%%%%CGP%%%%%%%%
        A=535.6;
        cg=-0.0335;
        CGP=x(3)*(i-1);
        CGP1(i)=x(2)+CGP;
        g_z=x(4)*(1+cos(pi*(z-l/2)/l));
        sig1=((2*pi*neff)*(1/w)-pi/CGP1(i))+((2*pi*x(1))/w);
        gammab1=(((g_z*pi*x(1))/w)^2-((sig1)^2)).^0.5;
        f11_2=(cosh(gammab1*delz)-sqrt(-1)*(sig1/gammab1)*sinh(gammab1*delz));
        f22_2=conj(f11_2);
        f21_2=(((sqrt(-1)*g_z*pi*x(1))/(gammab1*w))*sinh(gammab1*delz));
        f12_2=conj(f21_2);
        f1_2=f1_2*[f11_2 f12_2;f21_2 f22_2];
    end
    r3_2(r) = f1_2(2,1)/f1_2(1,1); %amplitude reflection coefficient
    R3_2(r) = (abs(r3_2(r)))^2; %power reflection coefficient of single grating
end
%%%%%%%%MEASURED
REFLECTIVITY%%%%%%%%
for (r = 1:step+1)
    w = wal(r);
    f1 = [1 0; 0 1];
    for (i = 1:M)
        z=z0(i);
        %%%%%%%%%CGP%%%%%%%%
        A=535.6;
        cg=-0.0335;
        CGP=cg*(i-1);
        CGP1(i)=A+CGP;
        g_z=raised*(1+cos(pi*(z-l/2)/l));
        sig1=((2*pi*neff)*(1/w)-pi/CGP1(i))+((2*pi*delnbar)/w);
        gammab1=(((g_z*pi*delnbar)/w)^2-((sig1)^2)).^0.5;
        f11=(cosh(gammab1*delz)-sqrt(-1)*(sig1/gammab1)*sinh(gammab1*delz));
        f22=conj(f11);
        f21=(((sqrt(-1)*g_z*pi*delnbar)/(gammab1*w))*sinh(gammab1*delz));
        f12=conj(f21);
        f1=f1*[f11 f12;f21 f22];
    end
    r3(r) = f1(2,1)/f1(1,1); %amplitude reflection coefficient
    R3(r) = (abs(r3(r)))^2; %power reflection coefficient of single grating
end
%%%%%%%%PLOTS%%%%%%%%
figure(1), hold on,
plot(wal, R3, 'r')
grid
xlabel('Wavelength (nm)')
ylabel('measured Reflectivity')
g=sum((R3-R3_2).^2);

```

## Liste des figures

- Fig (1.1). Evolution de la capacité de transmission d'un lien optique: (a) lien optique point à point simple; (b) lien multiplexé spatialement en quatre canaux; (c) Lien multiplexé en quatre longueurs d'onde (6)
- Fig (1.2). Atténuation de la lumière dans une fibre de silice en fonction de la longueur d'onde (8)
- Fig (1.3). Définition de quelques paramètres caractérisant un composant optique (10)
- Fig (1.4). Réponses spectrales de deux canaux correspondants à un filtre diélectrique à couches minces (Thin Film Filter) et un réseau de Bragg (Fiber Grating) (11)
- Fig (1.5). Délai de groupe d'un coupleur interférométrique fonctionnant à 100 GHz (11)
- Fig (1.6). Dispersion d'un réseau de Bragg (FBG) et d'un filtre diélectrique à couches minces (TFF) (12)
- Fig (1.7). Implémentation d'un lien optique multiplexé en longueurs d'onde (13)
- Fig (1.8). Structure d'un coupleur en étoile de base (13)
- Fig (1.9). Spectres de réflectivité d'un multi couches conçu avec 5, 10 et 15 périodes, centrés sur la longueur d'onde 1550 nm, avec  $n_B=1.45$  et  $n_E=2.1$  (15)
- Fig (1.10). Réponse spectrale d'un filtre passe bande avec différents nombres de cavités (17)
- Fig (1.11). Schéma d'un filtre à couches minces avec trois ports (17)
- Fig (1.12). Schéma d'un composant en zigzag (18)
- Fig (1.13). Coupleur mono canal à trois ports (conçu par JDSU) (19)
- Fig (1.14). Démultiplexeur à quatre canaux basé sur quatre coupleurs cascades à base de filtres de couches minces (19)
- Fig (1.15). Performance de deux différents coupleurs à division de bande (a) Coupleur  $4 \times 1$  (b) Coupleur  $4 \times 0$  (20)
- Fig (1.16). Structure d'un démultiplexeur à 40 canaux basé sur cinq filtres  $8 \times 0$  à division de bande combinés avec des filtres mono canal (21)
- Fig (1.17). Réponse spectrale d'un démultiplexeur à 40 canaux fonctionnant à 100 GHz (conçu par CIRCA) (22)
- Fig (1.18). Principe d'un démultiplexage par diffraction dans un réseau optique : les longueurs d'onde  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$ ,  $\lambda_3$  venants d'une fibre de transmission sont diffractées dans différentes directions. Le réseau travaille en (a) réflexion et en (b) transmission (22)
- Fig (1.19). Calcul des angles d'ordre de diffraction (23)
- Fig (1.20). Configuration d'un démultiplexeur basé sur un réseau de diffraction avec une correction d'une aberration sphérique causée par un miroir concave sphérique. La correction est faite avec une combinaison de deux matériaux d'indices  $n$  et  $N$  présentant la même valeur de dispersion (Configuration faite par Stimax®) (24)
- Fig (1.21). Réponse spectrale de trois canaux adjacents avec un espacement inter-canal de 100 GHz (documentation Stimax®) (24)
- Fig (1.22). Structure d'un démultiplexeur à base de réseau de guides d'onde assemblés (25)
- Fig (1.23). Représentation de la région de propagation libre (RPL) entrée/sortie (25)
- Fig (1.24). Structure d'un interféromètre de Mach-Zehnder (26)

- Fig (1.25). Concept de base d'un filtre optique accordable (27)
- Fig (1.26). Coupleur directionnel multi-électrodes fabriqué sur un crystal  $\text{LiNbO}_3$  (29)
- Fig (1.27). Principe de fonctionnement des filtres multi réseaux accordables (30)
- Fig (2.1). Le changement de l'indice de réfraction dans un réseau de Bragg (34)
- Fig (2.2). Diagramme illustrant les propriétés d'un réseau de Bragg (35)
- Fig (2.3). Méthode de calcul de la réponse spectrale de réseau (40)
- Fig (2.4). Diagramme principal de la méthode des matrices de transfert (a) réseau uniforme  
(b) réseau à pas variable (42)
- Fig (2.5). Réseau de Bragg chirpé linéaire (43)
- Fig (2.6). Spectres de réflectivité de deux réseaux chirpés avec des valeurs opposées en signe de la variable chirp (45)
- Fig (2.7). Spectres réfléchis de réseaux de Bragg avec différentes valeurs de la variable chirp (46)
- Fig (2.8). Spectres réfléchis de trois réseaux chirpés linéaires avec différentes longueurs (47)
- Fig (2.9). Spectres réfléchis de trois réseaux chirpés avec différents changements d'indice de réfraction (47)
- Fig (2.10). Relation entre la longueur d'onde centrale et la variable chirp pour trois réseaux de Bragg avec différentes longueurs:  $L = 10000(\mu\text{m})$  (ligne solide),  $L = 15000(\mu\text{m})$  (ligne en tirets),  $L = 20000(\mu\text{m})$  (ligne en points tillés), paramètres physiques:  $n_{\text{eff}} = 1.447$ ,  $\delta n_{\text{eff}} = 0.0004$  et  $\lambda_D = 1550 \text{ nm}$  (48)
- Fig (2.11). Relation entre la longueur d'onde centrale et le paramètre chirp pour trois réseaux de Bragg avec différentes longueurs:  $L = 10000(\mu\text{m})$  (ligne solide),  $L = 15000(\mu\text{m})$  (ligne en tirets),  $L = 20000(\mu\text{m})$  (ligne en points tillés), paramètres physiques:  $n_{\text{eff}} = 1.447$ ,  $\delta n_{\text{eff}} = 0.0004$  et  $\lambda_D = 1550 \text{ nm}$  (49)
- Fig (2.12). Réflectivité d'un réseau uniforme (49)
- Fig (2.13). Structure générale d'un réseau apodisé (50)
- Fig (2.14). Fonction en cosinus surélevé ( $\alpha_{rc} = 0.5$ ) (50)
- Fig (2.15). Fonction Gaussienne ( $\alpha_g = 10$ ) (50)
- Fig (2.16). Fonction en sinc (71)
- Fig (2.17). Fonction de Blackman ( $B = 0.2$ ) (51)
- Fig (2.18). Spectres réfléchis d'un réseau chirpé (a) non apodisé (b) apodisé en cosinus surélevé (53)
- Fig (2.19). Représentation du (a) spectre réfléchi et (b) de la dispersion de quatre réseaux apodisés gaussiens (54)
- Fig (2.20). Structure générale d'un réseau de Bragg (a) mono canal (b) multi canal (55)
- Fig (2.21). Canaux réfléchis d'un réseau échantillonné fonctionnant à 25 GHz (57)
- Fig (2.22). Canaux réfléchis d'un réseau échantillonné fonctionnant à 50 GHz (57)
- Fig (2.23). Canaux réfléchis d'un réseau échantillonné fonctionnant à 100 GHz (58)
- Fig (2.24). Valeurs des pics de réflectivité et des largeurs de bande d'un réseau échantillonné fonctionnant à 100 GHz (58)
- Fig (2.25). Illustration du décalage périodique de phase dans un réseau échantillonné (59)
- Fig (2.26). Canaux réfléchis d'un réseau échantillonné pour  $M_d = 1$  (60)
- Fig (2.27). Canaux réfléchis d'un réseau échantillonné pour  $M_d = 2$  (61)

- Fig (2.28). Canaux réfléchis d'un réseau échantillonné pour  $M_d=3$  (61)
- Fig (2.29). Illustration de la densification des canaux en appliquant un chirp de phase linéaire (62)
- Fig (2.30). Démonstration du décalage des canaux réfléchis par l'ajout d'extra phase (64)
- Fig (2.31). Deux exemples expérimentaux illustrant deux méthodes de réglage de la dispersion (a) Gradient thermique contrôlé par deux refroidisseurs électrothermiques [II.34] longueur d'onde de Bragg (b) Anneau chauffant uniforme (66)
- Fig (2.32). Gradients de température des refroidisseurs correspondants aux valeurs désirées de la dispersion (66)
- Fig (2.33). Spectre de réflexion d'un réseau ajusté par un dispositif d'échauffement uniforme avec les différentes valeurs de voltage appliqué: (a) 0 V; (b) 2 V; (c) 4 V; (d) 6 V (67)
- Fig (2.34). Déplacement des canaux réfléchis d'un réseau échantillonné par application de différents gradients de température (68)
- Fig (2.35). Transformation d'une fibre de Bragg en une forme de  $\Omega$  à l'aide d'un étage fixe et un autre variable (69)
- Fig (2.36). Distribution d'une traction longitudinale appliquée sur une fibre de Bragg avec différents  $\Delta L$  (70)
- Fig (2.37). Spectres de réflexion d'un réseau chirpé mono canal avec différents  $\Delta L$  (70)
- Fig (2.38). Pli d'une fibre sur une de ses extrémités et création d'un bloc d'adaptation d'indice sur l'autre extrémité (71)
- Fig (2.39). Spectres réfléchis d'un réseau à pas variable pour différentes longueurs inactives (71)
- Fig (2.40). Spectres réfléchis restitués pour différentes longueurs inactives (72)
- Fig (2.41). Emballage d'un réseau de Bragg soumis à une traction axiale en utilisant une vis micromètre (73)
- Fig (2.42). Exemple d'une traction appliquée sur le réseau de Bragg emballé suivant (a) Un étirement allant à une compression, (b) Une compression allant à un étirement (73)
- Fig (2.43). Démonstration d'un déplacement multi canal par application de tractions uniformes (74)
- Fig (2.44). Schéma d'un DEMUX  $1 \times 4$  (conçu par OptiSystem) (75)
- Fig (2.45). Spectres des canaux sortants d'un DEMUX  $1 \times 4$  (a)  $\lambda_1=1553.3288$  nm, (b)  $\lambda_2=1552.5244$  nm, (c)  $\lambda_3=1551.7208$  nm (d)  $\lambda_4=1550.918$  nm (Résultats obtenus par OptiSystem) (77)
- Fig (2.46). Structure interne d'un multiplexeur à insertion/extraction (conçu par OptiSystem) (79)
- Fig (2.47). Circuit de test d'un multiplexeur à insertion/extraction (simulé par OptiSystem) (79)
- Fig (2.48). Spectres de sortie issus des différents ports du MIE testé (a) Port d'entrée (b) Port de sortie (c) Port d'extraction (résultats obtenus par OptiSystem) (81)
- Fig (3.1). Classification des métaheuristiques (86)
- Fig (3.2). Les cinq niveaux d'organisation d'un algorithme génétique (88)

- Fig (3.3). Probabilité de chaque individu placé sur une roulette de casino (89)
- Fig (3.4). Croisement en un point (91)
- Fig (3.5). Croisement en deux points (91)
- Fig (3.6). Mutation (92)
- Fig (3.7). Les points de réflexion, expansion, contraction et rétrécissement d'un simplexe en deux dimensions (102)
- Fig (3.8). Démonstration d'une recherche de voisinage à partir d'un point appartenant à une semi-RT (111)
- Fig (3.9). Structure principale de la méthode RTD (115)
- Fig (3.10). Représentation des paramètres chirps reconstruits (ligne solide) et originaux (ligne en points tillés) (Résultats obtenus en utilisant l'algorithme génétique (AG) dans [P5]) (117)
- Fig (3.11) Organigramme représentant les étapes de la RTD pour la synthèse d'un réseau de Bragg mono canal (120)
- Fig (3.12) Synthèse d'un réseau de Bragg à pas variable avec apodisation en cosinus surélevé à partir d'un spectre réfléchi supposé mesuré (122)
- Fig (3.13) Comparaison entre la période de réseau reconstruite et originale (122)
- Fig (3.14) Synthèse d'un réseau de Bragg multi canal avec une apodisation gaussienne à partir de canaux réfléchis originaux (125)
- Fig (3.15) Evolution de la longueur d'onde de Bragg d'un réseau mono canal synthétisé par la RTD à partir des spectres en réflexion correspondants à quatre différentes températures (127)
- Fig (3.16) Evolution des paramètres reconstruits, (a) indice effectif de réfraction (b) période initiale du réseau, (c) chirp de réseau, d'un réseau mono canal synthétisé par la RTD à partir des spectres en réflexion correspondants à quatre différentes températures (30 °C, 50 °C, 70 °C et 80 °C) (128)
- Fig (3.17) Synthèse d'un réseau de Bragg à pas variable apodisé en cosinus à partir d'un spectre en réflexion supposé mesuré à 70 °C (129)
- Fig (3.18) Spectres réfléchis correspondants à quatre profils de traction (130)
- Fig (3.19) (a) Etirement et (b) compression d'un réseau de Bragg à pas variable négatif (131)
- Fig (3.20). Profil de traction reconstruit et original ( $\epsilon(z)=3z+100$ ) (132)
- Fig (3.21). Profil de traction reconstruit et original ( $\epsilon(z)=z^2+3z+100$ ) (132)
- Fig (3.22). Profil de traction reconstruit et original ( $\epsilon(z)=-z^2-3z-100$ ) (133)
- Fig (3.23). Synthèse d'un réseau de Bragg multi canal avec une traction négative à partir d'un spectre en réflexion original avec le profil de traction  $\epsilon(z)=-3z^2-50z-100$  (134)
- Fig (3.24). Profil de traction reconstruit et original pour un réseau échantillonné ( $\epsilon(z)=-3z^2-50z-100$ ) (135)

## Liste des tableaux

- Tableau I.1 Valeurs couramment utilisées pour OC-N et STM-M (6)
- Tableau I.2. Caractéristiques d'un coupleur à trois ports standard et autre à basse dispersion chromatique (conçus par JDSU) (20)
- Tableau I.3. Caractéristiques de trois coupleurs à division de bande commercialisés fonctionnant à 100 GHz (conçus par JDSU) (21)
- Tableau II.1. Applications des réseaux de Bragg (37)
- Tableau II.2. Paramètres physiques du réseau chirpé simulé (44)
- Tableau II.3 Paramètres physiques du réseau échantillonné (59)
- Tableau II.4. Exemple d'un déplacement positif d'un canal (longueur d'onde centrale initiale 1553.1215 nm) (63)
- Tableau II.5. Exemple d'un déplacement négatif d'un canal (longueur d'onde centrale initiale 1553.1215 nm) (63)
- Tableau II.6. Evolution de l'indice effectif de réfraction, la période de réseau et la longueur d'onde de Bragg suivant un changement de température appliqué sur un réseau uniforme mono canal (68)
- Tableau III.1 Comparaison entre les performances des algorithmes RSRHM AGCS et RTD (119)
- Tableau III.2 Valeurs des paramètres reconstruits et originaux (122)
- Tableau III.3 Valeurs des paramètres reconstruits et originaux (125)
- Tableau III.4 Valeurs des paramètres physiques reconstruits, la longueur d'onde de Bragg et les coefficients thermo-optique et expansion thermique d'un réseau de Bragg soumis à quatre différentes températures (126)
- Tableau III.5 Valeurs des déviations (distances d'erreur) des paramètres synthétisés, nombre d'évaluations et les fonctions objectif correspondantes à quatre différentes températures (127)
- Tableau III.6 Comparaison entre les valeurs moyennes des coefficients thermo-optique et expansion thermique obtenues par la RTD [P3], l'algorithme de Nelder-Mead [III.56] et d'autres valeurs théoriques (130)
- Tableau III.7 Résultats de simulation obtenus par la RTD pour les différents profils synthétisés (134)



## Liste des symboles et abréviations

MDL : Multiplexage de Division en Longueurs d'onde

MIE : Multiplexeur à Insertion Extraction

ROS : Réseau Optique Synchrone

SONET : Synchronous Optical NETwork

SDH : Synchronous Digital Hierarchy

STS-N : Synchronous Transport Signal-N

OC-N : Optical Carrier- N

MTS-N : Module de Transport Synchrone-N

STM-N : Synchronous Transport Module-N

ITU : International Telecommunication Union

$\Delta\nu$  : Déviation en fréquence

$\Delta\lambda$  : Largeur spectrale

$\lambda$  : Longueur d'onde

ERS : Eparpillement de Raman stimulé

DMP : Dispersion de Mode de Polarisation

LiNbO<sub>3</sub> : Niobate de Lithium

AR : Anti Réflexion

HR : Haute Réflexion

$\Delta g$  : Largeur de bande d'arrêt

R : Coefficient de réflexion

$n_E$  : Indice de réfraction élevé

$n_B$  : indice de réfraction bas

$n_s$  : Indice de réfraction du substrat

$n_A$  : Indice de réfraction de l'ambient

ISL : Intervalle Spectral Libre

GRIN : Lentilles à GRadient d'Indice

CWDM : Coarse Wavelength Division Multiplexing

FTTX : Fiber To The X

$N_0$ : Nombre de fentes

$\Delta_0$  : Différence de marche optique

$R_{\text{smax}}$  : Résolution maximale

$\theta$  : angle d'incidence

RVP : Réseaux à volume de phase

AFDE : Amplificateurs à Fibres Dopées Erbium

RGA : Réseau de Guides d'onde Assemblés

RPL : Région de Propagation Libre

$n_{\text{eff}}$  : Indice effectif de réfraction

$k_0$  : Constante de propagation dans le vide

$I_0$  : Intensité lumineuse

$c$  : Vitesse de lumière

$\Delta f$  : Bande de fréquences

$\delta f$  : espacement fréquentiel inter-canal

$N_{\text{ca}}$  : Nombre de canaux

$\bar{n}(x, y, z)$  : Indice de réfraction moyen du cœur

$\delta n(x, y, z)$  : Modulation de l'indice de réfraction

$\Lambda$ : Période physique de Bragg

$\lambda_D$  : Longueur d'onde de Bragg

TMC : Théorie des Modes couplés

$\beta_j$  : Constante de propagation

$K_{mn}^t(z)$  : Coefficient de couplage transverse entre les modes  $n$  et  $m$

$\hat{\sigma}$  : Coefficient général de couplage propre (DC)

$k(z)$  : Coefficient de couplage (AC)

$\delta$  : Syntonisation initiale

$\delta n_{\text{eff}}$  : Variation d'indice de réfraction

$g(z)$  : Fonction d'apodisation

$v$  : Visibilité de frange

$r$  : Réflectivité

$\tau_p$  : Délai de groupe du réseau de Bragg

$d_p$  : Dispersion du réseau de Bragg

$\Phi$  : Phase du coefficient de réflexion

$\phi$  : Phase du réseau

$L$  : Longueur de réseau de Bragg

$\Lambda_0$  : Période physique initiale du réseau

$c_g$  : Chirp de période physique

$\frac{d\lambda_D}{db}$  : Variable chirp

$F$  : Paramètre chirp

$c_{g1}$  : Chirp de l'indice de réfraction

$\alpha_{rc}$  : Paramètre de cosinus surélevé

$\alpha_g$  : Paramètre de Gauss

$B$  : Paramètre de Blackman

$L_A$  : Période d'échantillonnage

$dz$  : Longueur d'une section de réseau

$\delta\lambda$  : Espacement inter-canal

$b$  : Valeur maximale du chirp d'indice de réfraction

$\varphi_m(z)$  : Décalages de phase dans un réseau échantillonné

$\phi_{pi}$  : Décalage de phase entre les sections d'un réseau échantillonné

$M_d$  : Rapport de densification des canaux  
 $c_p$  : Chirp de phase  
 $\phi_e$  : Extra phase  
 $\delta\lambda_t$  : Déplacement en longueurs d'onde  
 $\Delta L$  : Changement de la longueur du réseau  
 $\Delta T$  : Gradient de température  
 $\alpha_\Lambda$  : Coefficient d'expansion thermique  
 $\alpha_n$  : Coefficient thermo-optique  
 $\phi_\varepsilon(z)$  : Phase de traction  
 $\varepsilon(z)$  : Traction axiale  
 $P_e$  : Constante photo élastique effective  
 $\Delta L_\varepsilon$  : Tronçon de réseau soumis à la traction  
AG : Algorithmes Génétiques  
 $L_{m1}$  : Nombre de bits composant un chromosome  
 $P_T$  : Probabilité de Boltzmann  
 $K$  : constante de Boltzmann  
 $Z(T)$  : Fonction de répartition  
 $T$  : Température  
 $\Delta f_{obj}$  : Fonction objectif  
 $p(X,Y)$  : Probabilité  
 $T_0$  : Température initiale  
 $rt$  : Facteur de réduction de la température  
 $N_s$  : Taille de voisinage  
 $P_r$  : probabilité d'acceptation de la plus mauvaise solution  
 $\epsilon$  : Précision ou critère d'arrêt  
 $N_t$  : Nombre de diminutions de la température

$L_m$  : Nombre d'itérations à température constante

RTa : Recherche Tabou

RTHu : Recherche Tabou de Hu

RTU : Recherche Tabou Universelle

LT : Liste Tabou

$N_{opt}$  : Nombre de cycles d'exploration

$\rho$  : Coefficient de réflexion

$\chi$  : Coefficient d'expansion

$\gamma$  : Coefficient de contraction

$\sigma$  : Coefficient de rétrécissement

$D_k^p$  : Ensemble de directions réduit

AGCS : Algorithme Génétique à Codage de Simplexe

RSRHM : Recuit Simulé avec Recherche Heuristique de motif

RHM : Recherche Heuristique de Motif

DDA : Direction de Descente Approximative

RM : Recherche de Motif

$\lambda_h$  : Facteur de réduction de la température

RTD : Recherche Tabou Dirigée

RTCA : Recherche Tabou Continue Améliorée

RT : Régions Tabou

LRV : Liste des Régions visitées

s-RT : Semi Régions Tabou

RNM : Recherche de Nelder-Mead

RMA : Recherche de motif Adaptative

$I_{inner}$  : Valeur maximale du nombre d'itérations de la recherche d'exploration

$I_{main}$  : Valeur maximale du nombre d'itérations de la recherche globale

# **BIBLIOGRAPHIE**

## Publications de l'auteur

[P.1] F. Karim et O. Seddiki ,’’ Numerical analysis of raised cosine sampled chirped Bragg grating for dispersion compensation in dense wavelength division multiplexing systems’’, International Journal of Communications, Issue 1, volume 3, p. 9-16, 2009. ISSN 1998-4480.

[P.2] F. Karim et O. Seddiki,’’ *Study on raised-cosine sampled chirped fiber Bragg grating for dispersion compensation applications*’’, Computers and Simulation in Modern Science, WSEAS press, p. 97-99, 2009. ISSN 1790-2769.

[P.3] F. Karim et O. Seddiki, ‘’ Synthesis of chirped apodized fiber Bragg grating parameters using direct tabu search algorithm: Application to the determination of thermo-optic and thermal expansion coefficients’’, Optics Communications, volume 283, p. 2109–2116, 2010. ISSN 0030-4018.

[P.4] F. Karim et O. Seddiki,’’ Theoretical analysis of sampled Bragg grating with a chirp in sampling and grating period for dispersion compensation applications’’, Journal of Optical Communications, volume 31, p. 18-21, 2010. ISSN 0173-4911.

[P.5] F. Karim et O. Seddiki,’’ Reconstruction of raised cosine sampled grating period chirp distribution using genetic algorithm’’, Journal of Optical Communications, volume 31, p. 14-17, 2010. ISSN 0173-4911.

[P.6] F. Karim et O. Seddiki,’’ Direct tabu search algorithm for the fiber Bragg grating distributed strain sensing’’, Journal of Optics, volume 12, 095401 (8 pages), 2010. ISSN 2040-8978.

## Références du chapitre I

- [I.1] G. R. Hill, "Wavelength domain optical network techniques", Proc. IEEE, vol. 78, p. 121 (1990).
- [I.2] T. Miki, "Optical transport networks" Proc. IEEE, vol. 81, p. 1594 (1993).
- [I.3] K. Nosu, "*Optical FDM Network Technologies*", Artech House, Boston, 1997
- [I.4] M. J. O'Mahoney, "Optical multiplexing in fiber networks: Progress in WDM and OTDM", IEEE Commun Mag, vol. 33, p. 82 (1995).
- [I.5] W. J. Goralski, "*SONET: A Guide to Synchronous Optical Network*", McGraw-Hill, New York, 1997
- [I.6] C. A. Siller, Jr., and M. Shafi, eds., "*SONET/SDH*", IEEE Press, New York, 1996
- [I.7] Gerd E. Keiser, "Review of WDM Technology and Applications", Optical Fiber Technology, vol. 5, p. 3-39 (1999).
- [I.8] G. E. Keiser, "*Optical Fiber Communications*", 2nd. ed., McGraw-Hill, New York, 1991; 3rd. ed., 1999.
- [I.9] Telecommunication Standardization Sector of the International Telecommunication Union \_ITU-T., Place des nations, CH-1211 Geneva 20, Switzerland (<http://www.itu.ch>)
- [I.10] ITU-T Recommendation G.692, "*Optical interfaces for multichannel systems with optical amplifiers*", 1997.
- [I.11] A. Srivastava, "Wide Bandwidth High Capacity Systems", OFC'99, paper FC4.
- [I.12] A. Srivastava, L. Zhang, Y. Sun, J. W. Sulhoff, and C. Wolf, "System Margin Enhancement with Raman Gain in Multi-Span WDM Transmission", OFC'99, paper FC2
- [I.13] J. Kani, et al., "Trinial-wavelength-band WDM transmission over dispersion shifted fibre", Electron Lett, vol. 321 (1999).
- [I.14] Bruce Nyman, Mark Farries, and Calvin Si, "Technology Trends in Dense WDM Demultiplexers", Optical Fiber Technology vol. 7, p. 255-274 (2001).
- [I.15] A. Hill and D. Payne, "Linear Crosstalk in Wavelength Division Multiplexed Optical Fiber Transmission Systems", J. Light. Tech, vol. 643 (1985).
- [I.16] P. E. Green, Jr, "Optical networking update", IEEE J. Select. Areas Commun, vol. 14, p. 764 (1996).
- [I.17] Markus K. Tilsch, Robert B. Sargent and Charles A. Hulse, "Dielectric Multilayer Filters", white paper
- [I.18] H.A. Macleod, "*Thin-Film Optical Filters*", Institute of Physics Publishing, Dirac House, Temple Back, Bristol BS1 6BE, UK, 2001.
- [I.19] A. Thelen, "*Design of Interference Coatings*", McGraw-Hill Book Company, New York, 1989.
- [I.20] P. Baumeister, "*Optical Coating Technology*", SPIE Optical Engineering Press, Bellingham, WA, 2004.
- [I.21] J.D. Rancourt, "*Optical Thin Films: User Handbook*", SPIE Optical Engineering Press, Bellingham, WA, 1996.
- [I.22] P. Yeh, "*Optical Waves in Layered Media*", John Wiley and Sons, Hoboken, NJ, 2005.



- [I.23] A. Thelen, “*Antireflection Coatings, in Design of Interference Coatings*”, Chap. 4 McGraw-Hill Book Company, New York, 1989.
- [I.24] J.A. Dobrowolski, A.V. Tikhonravov, M.K. Trubetskov, B. T. Sullivan, and P.G. Verly, “Optimal single-band normal-incidence antireflection coatings”, *Appl. Opt.* vol. 35, p. 644–658 (1996).
- [I.25] P. Baumeister, “*Reflection reducing coatings, in Optical Coating Technology*”, Chap. 4 SPIE Optical Engineering Press, Bellingham, WA, 2004.
- [I.26] U. Schallenberg, U. Schulz, and N. Kaiser: “Multicycle AR coatings: a theoretical approach”, *Proc. SPIE*, vol. 5250, p. 357–366 (2004).
- [I.27] Stevenson: “High performance antireflection coatings for telecommunications”, *Proc. SPIE*, vol. 5527, p. 79–92 (2004).
- [I.28] W. J. Tomlinson, “Applications of GRIN-rod lenses in optical fiber communication systems”, *Appl. Opt.* vol. 19, p. 1127–1139 (1980).
- [I.29] Y.C. Si, G. S. Duck, J. Ip, and N. Teitelbaum, “Narrow band filter and method of making same”, U.S. Patent, vol. 5, p. 612-824 (March 18, 1997).
- [I.30] M.A. Scobey and D. E. Spock, “Passive DWDM components using microplasma optical interference filters”, Optical Fiber Communication Conference, 1996 (OFC’96), p. 242–243
- [I.31] K. Nosu, H. Ishio, and K. Hashimoto, “Multireflection optical multi/demultiplexer using interference filters”, *Electron. Lett.*, vol. 15, p. 414–415 (1979).
- [I.32] M. Scobey, D. E. Spock, M. E. Grasis, and J.A. Beattie, “EDFA gain equalization using interference films”, NFOEC 1996, Technical Proceedings, Denver, CO, p. 969–972 (1996).
- [I.33] M.A. Scobey, W. J. Lekki, and T.W. Geyer, “Filters create thermally stable, passive multiplexers”, *Laser Focus World*, vol. 33, p. 111–116 (1997).
- [I.34] Jean-Pierre Laude, “Diffraction Gratings WDM Components”, white paper.
- [I.35] M. C. Hutley, “*Diffraction gratings*”, Academic Press, London, 1982.
- [I.36] J. P. Laude and J. Flamand, “Herstellung von Beugungsgittern für Spektrometrie und Optoelektronik”, *Feinwerktechnik und Meßtechnik*, Carl Hanser Verlag, München, vol. 94, p. 5 (1986).
- [I.37] J. M. Lerner, J. Flamand, J. P. Laude, G. Passereau, and A. Thevenon, “Diffraction gratings ruled and holographic – A review”, *Proc. SPIE* 240, vol. 14, p. 82-88 (1980).
- [I.38] J. Cordelle, J. P. Laude, R. Petit, and G. Pieuchard, “Réseaux classiques, réseaux holographiques. Les questions d’efficacité et leurs conséquences en spectroscopie instrumentale”, *Nouv. Rev. d’Optique Appliquée*, vol. 3, p. 149-154 (1970).
- [I.39] E. G. Loewen and E. Popov, “*Diffraction gratings and applications*”, Marcel Dekker, New York, Basel, 1997.
- [I.40] L. Mannschke: “A multiplexer/coupler with tapered graded-index glass fibers and a grin rod lens”, *Proc. 10th Europ. Conf. Opt. Commun. (ECOC’84)*, Berlin, Germany, p. 164-165 (1984).
- [I.41] J. P. Laude, J. Flamand, J. C. Gautherin, D. Lepere, P. Gacoin, F. Bos, and J. Lerner, “STIMAX, a grating multiplexer for monomode or multimode fibers”, *Proc. 9th Europ. Conf. Opt. Commun. (ECOC’83)*, Geneva, Switzerland, p. 417 (1983).

- [I.42] J. P. Laude, ‘‘DWDM Fundamentals, Components, and Applications’’, ISBN: 1-58053-177-6, Artech House, Boston, London, 2002.
- [I.43] Research by Nippon Telegraph and Telephone Corporation, ‘‘400-channel arrayed waveguide grating with 25GHz spacing’’, 2002.
- [I.44] Hiroaki Yamada, Kazumasa Takada and Seiko Mitachi, ‘‘Crosstalk Reduction in a 10 GHz Spacing Arrayed-Waveguide Grating by Phase-Error Compensation’’, *Journal of Lightwave Technol*, vol. 16, no. 3 (March 1998).
- [I.45] K. A. McGreer, ‘‘Arrayed Waveguide Gratings for Wavelength Routing’’, University of Manitoba and TRILabs, *IEEE communications Magazine* (December 1998).
- [I.46] ‘‘*Arrayed Waveguide Gratings, Application and Design*’’, book Chapter 2, white paper.
- [I.47] C. Huang, H. Luo, S. Xu, and P. Chen, ‘‘Ultra-low loss, temperature-insensitive 16-channel 100 GHz dense wavelength division multiplexers based on cascaded all-fiber unbalanced Mach-Zehnder structure’’, in *Conference on Optical Fiber Communications, Tech. Digest Series*, paper TuH2 (1999).
- [I.48] Y. P. Li, and C. Henry, ‘‘*Silicon Optical Bench Technology*’’, in *Optical Fiber Telecommunications IIIB*, I. Kaminow and T. Koch, Eds., Academic, NY, 1997.
- [I.49] X. Charles *et al* , ‘‘Diffraction-Grating-Based (De)Multiplexer Using Image Plane Transformations’’, *IEEE Journal of selected topics in quantum electronics*, vol. 8, (november/december 2002).
- [I.50] H. Kobrinski and K.-W. Cheung, ‘‘Wavelength tunable optical filters: Applications and technology’’, *IEEE Commun. Mag*, vol. 27, p. 53 (1989).
- [I.51] D. Brooks and S. Ruschin, ‘‘Integrated electro-optic multielectrode tunable filter’’, *J. Lightwave Technol*, vol. 13, p. 1508 (1995).
- [I.52] E. L. Wooten, R. L. Stone, E. W. Miles, and E. M. Bradley, ‘‘Rapidly tunable narrowband wavelength filter using LiNbO<sub>3</sub> unbalanced Mach-Zehnder interferometers’’, *J. Lightwave Technol*, vol. 14, p. 2530 (1996).
- [I.53] K. Oda, N. Yakato, T. Kominato, and H. Toba, ‘‘A 16-channel frequency selection switch for optical FDM distribution systems’’, *IEEE J. Selected Areas Commun*, vol. 8, p. 1132 (1990).
- [I.54] J. Stone and L. W. Stulz, ‘‘High-performance fibre Fabry-Pérot filters’’, *Electron. Lett*, vol. 27, p. 2239 (1991).
- [I.55] M. Born and E. Wolf, ‘‘*Principles of Optics*’’, 6th ed., Pergamon, New York, 1980.
- [I.56] M. Zirngibl, C. H. Joyner, and B. Glance, ‘‘Digitally tunable channel-dropping filter/qualizer based on waveguide grating router and optical amplifier integration’’, *IEEE Photon. Technol. Lett*, vol. 6, p. 513 (1994).
- [I.57] D. Y. Al-Salameh, M. T. Fatehi, W. J. Gartner, S. Lumish, B. L. Nelson, and K. K. Raychaudhuri, ‘‘Optical networking,’’ *Bell Labs Technol. J.*, vol. 3, p. 39 (1998).
- [I.58] O. Ishida, H. Takahashi, and Y. Inoue, ‘‘Digitally tunable optical filters using AWG multiplexers and optical switches’’, *J. Lightwave Technol*, vol. 15, p. 321 (1997).
- [I.59] A. Sneh and K. M. Johnson, ‘‘High-speed tunable liquid crystal filter for WDM networks’’, *J. Lightwave Technol*, vol. 14, p. 1067 (1996).

- [I.60] P.-L. Chen, K.-C. Lin, W.-C. Chuang, Y.-C. Tzeng, K.-Y. Lee, and W.-Y. Lee, "Analysis of a liquid crystal Fabry-Perot etalon filter: A novel model", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 9, p. 467 (1997).
- [I.61] J.-P. Weber, B. Stoltz, H. Sano, M. Dasler, O. Oberg, and J. Walz, "An integratable polarizationindependent tunable filter for WDM systems: The multigrating filter", *J. Lightwave Technol.*, vol. 14, p. 2719 (1996).
- [I.62] D. A. Smith, J. E. Baran, J. J. Johnson, and K.-W. Cheung, "Integrated-optic acoustically tunable filters for WDM networks", *IEEE J. Selected Areas Commun.*, vol. 8, p. 1151 (1990).
- [I.63] T. Nakazawa, M. Doi, S. Taniguchi, Y. Takasu, and M. Seino, "Ti:LiNbO<sub>3</sub> AOTF for 0.8 nm channel-spaced WDM systems", *OFC '98* (1998).

## Références du chapitre II

- [II.1] J. ZHAO, “An Object-oriented Simulation Program for Fibre Bragg Gratings”, Master of engineering, Rand Afrikaans University of Johannesburg, South Africa, 2001.
- [II.2] C. R. Giles, “Lightwave applications of fibre Bragg gratings”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 15, p. 1391-1404 (1997).
- [II.3] C. R. Giles and V. Mizrahi, “Low-loss add/drop multiplexer for WDM lightwave network”, in *Tenth International Conference on Integrated Optics and Optical Fiber Communication*, IOOC95 Technical Digest, paper ThC2-1, p. 66-67 (1995).
- [II.4] K.O. Hill, Y. Fujii, D.C. Johnson, and B.S. Kawasaki, “Photosensitivity in optical fibre waveguides: application to reflection filter fabrication”, *Applied Physics Letters*, vol. 32, p. 647-649 (1978).
- [II.5] G. Meltz, W. W. Morey, and W. H. Glenn, “Formation of Bragg gratings in optical fibres by a transverse holographic method”, *Optics Letters*, vol. 14, p.823-825 (1989).
- [II.6] A. Othonos and K. Kalli, “*Fibre Bragg gratings: fundamentals and applications in telecommunications and sensing*”, Artech House, 1999.
- [II.7] C. R. Giles “Lightwave application of fiber Bragg gratings”, *Journal of Lightwave Technology*, vol.15, p. 1391-1404 (1997).
- [II.8] A. W. Snyder and J. D. Love, “*Optical waveguide theory*”, Chapman and Hall, London, p. 542, 1983.
- [II.9] T. Erdogan, “Fibre grating spectra”, *Journal of Lightwave Technology*, vol.15, p. 1277-1294 (1997).
- [II.10] A. D. Kersey, M. A. Davis, H. J. Patrick, M. Leblanc, K. P. Koo, C. G. Askins, M. A. Putnam, and E. J. Friebele, “Fibre grating sensors”, *Journal of Lightwave Technology*, vol.15, , p. 1442-1463 (1997).
- [II.11] R. Kashyap, “Photosensitive optical fibres: devices and applications”, *Optical Fibre Technology*, p.17-34 (1994).
- [II.12] S. J. Spammer, P. L. Swart, and A. A. Chtcherbakov, “Merged Sagnac- Michelson interferometer for distributed disturbance detection”, *Journal of Lightwave Technology*, vol.15, p. 972-976 (1997).
- [II.13] G. A. Ball, W. W. Morey, and W. H. Glenn, “Standing-wave monomode erbium fiber laser”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 3, p. 613- 615 (1991).
- [II.14] A. Hamakawa, T. Kato, G. Sasaki, and M. Higebara, “Wavelength stabilization of 1.48 um pump laser by fiber grating”, in *Proc. ECOC’96, Oslo, Norway*, paper MoC3.6 (1996).
- [II.15] P. C. Becker, N. A. Olsson, J. R. Simpson, P. C. Becker, and P. Becker, “*Erbium-doped fiber amplifiers : fundamentals and technology*”, Optics and Photonics series, Academic Press, 1999.
- [II.16] J. A. R. Williams, I. Bennion, K. Sugden, and N. J. Doran, “Fiber dispersion compensation using a chirped in-fibre Bragg grating”, *Electronics Letters*, vol. 30, p. 985-987 (1994).
- [II.17] C. R. Giles and J. M. P Delavaux, “Repeaterless bidirectional transmission of 10 Gb/s WDM channels”, in *ECOC’95, Brussels*, paper PD2 (1995).

- [II.18] R. Kashyap, R. Wyatt, and R. J. Campbell, "Wideband gain flattened erbium fiber amplifier using a photosensitive fiber blazed grating", *Electronics Letters*, vol. 29, p. 154-156 (1993).
- [II.19] C. R. Giles and V. Mizrahi, "Low-loss add/drop multiplexers for WDM lightwave networks", in *Proc. IOOC'95*, Hong Kong, paper ThC2-1 (1995).
- [II.20] B. H. Lee, Y. Chung, and U. Paek, "Fiber comb filters based on fiber gratings", *COOC99*, 5F/13/1999, p. 19-20 (1999).
- [II.21] N. G. R. Broderick, D. Taverner, D. J. Richardson, M. Isben, and R. I. Laming, "Optical pulse compression in fibre Bragg gratings", *Physical Review Letters*, vol.79, p. 4566-4569 (1997).
- [II.22] Y. Tohmori, F. Kano, H. Ishii, Y. Yoshikuni, and Y Kondo, "Wide tuning with narrow linewidth in DFB lasers with superstructure grating (SSG)", *Electronic Letters*, vol.29, p. 1350-1351 (1993).
- [II.23] M. Prabhu, N. S. Kim, L. Jianren, J. Xu, K. Ueda, "*Highly-efficient ultrabroadband supercontinuum generation centered at 1484nm using Raman fiber laser*", *Photonics West, LASE2001*, San Jose, USA, 2001.
- [II.24] A. Boskovic, M. J. Guy, S. V. Chernikov, J. R. Taylor And R. Kashyap "All fiber diode-pumped, femtosecond chirped pulse amplification system", *Electronics Letters*, vol. 31, , p. 877-879 (1995).
- [II.25] «Optimisation, écriture et démonstration d'encodeurs à réseaux de Bragg multiples pour le CDMA » Hafedh Ben Jaâfar, thèse de doctorat, Université de Laval, 2001.
- [II.26] Y. Chen and S. Jian, "*An introduction to lightwave technology*", China Railway Publishing, p. 248 (2000).
- [II.27] M. Yamada and K. Sakuda, "Analysis of almost-periodic distributed feedback slab waveguide via a fundamental matrix approach", *Applied Optics*, vol. 26, p. 3474-3478 (1987).
- [II.28] A. Othonos, "Fibre Bragg gratings", *Review of Scientific Instruments*, vol. 68, p. 4309-4341 (1997).
- [II.29] G. Booch, "Object-oriented development", *IEEE Transactions on Software Engineering*, vol. 12, p. 211 (1986).
- [II.30] P. C. Becker, N. A. Olsson, J. R. Simpson, P. C. Becker, and P. Becker, "*Erbium-doped fiber amplifiers : fundamentals and technology*", *Optics and Photonics series*, Academic Press, 1999.
- [II.31] SUN, C-c, LI, C-y, X-n, YU, "Study on sampled chirped fiber gratings", *Optics communication*, vol. 218, p. 297-302 (2003).
- [II.32] I. Narvuz, N. F. Guler, "A novel technique for optical dense comb filters using sampled fiber Bragg gratings", *Optical Fiber Technology*, vol. 14, p. 114-118 (2008).
- [II.33] N. Mohammad " Analysis and Development of a Tunable Fiber Bragg Grating Filter Based on Axial Tension/Compression", Master thesis, University of Saskatchewan, Saskatoon, Canada, 2005.
- [II.34] A. F. Abas,"Chromatic Dispersion Compensation in 40 Gbaud Optical Fiber WDM Phase-Shift-Keyed Communication Systems", Master thesis, Paderborn, Germany , 2006.

- [II.35] Z. Zhao *et al* "Adjustment of the central wavelength and the chirp of fiber Bragg grating separately with external heaters", *Optics Communications*, vol. 242, p. 135–139 (2004).
- [II.36] J. Zhou *et al* "Tunable chirped fiber Bragg grating based on the D-shaped fiber", *Optics Communications*, vol. 281, p. 2077–2082 (2008).
- [II.37] J. Kwon *et al* "Tunable dispersion compensation with fixed center wavelength and bandwidth using a side-polished linearly chirped fiber Bragg grating", *Optical Fiber Technology*, vol. 11, p. 159–166 (2005).
- [II.38] Monica L. Rocha *et al* "Mechanical tuning of a Fiber Bragg grating for optical networking applications", *Journal of Microwaves and Optoelectronics*, vol. 4 (June 2005).
- [II.39] Davies PA, Abd-El-Hamid G, "Four-port fibre-optic ring resonator", *Electron Lett* vol. 24, p. 662–663 (1988).
- [II.40] Blow KJ, Doran NJ, Nelson BP, "Demonstration of the nonlinear fibre loop mirror as an ultrafast alloptical demultiplexer", *Electron Lett*, vol. 26, p. 962–964 (1990).
- [II.41] Mizrahi V, Erdogan R, DiGiovanni DJ, Lemaire PJ, MacDonald WM, Kosiski SG, Cabot S, Sipe JE, "Four channel fibre grating demultiplexer", *Electron Lett*, vol. 30, p. 780–781 (1994).
- [II.42] Pan JJ, Shi Y, "Dense WDM multiplexer and demultiplexer with 0.4nm channel spacing", *Electron Lett*, vol. 34, p. 74–75 (1998).
- [II.43] R. Romero *et al* , "Multiplexers and Demultiplexers Based on Fibre Bragg Gratings and Optical Circulators for DWDM Systems", M.M. Freire, P. Lorenz, M.M.-O. Lee (Eds.): HSNMC 2003, LNCS 2720, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, p. 442–451 (2003).
- [II.44] R. Romero *et al*, "Chirped fibre Bragg grating based multiplexer and demultiplexer for DWDM applications", *Optics and Lasers in Engineering*, vol. 43, p. 987–994 (2005)
- [II.45] Orlov S. S, Yariv A, and Van Essen S, "Coupled-mode analysis of fiber-optic add-drop filters for dense wavelength division multiplexing", *Opt. Lett*, vol. 22, p. 688-690 (1997).
- [II.46] Biloudeau F, Johnson D. C, Theriault S, Malo B, Albert J, and Hill K. O, "An all-fiber densewavelength- division multiplexer/demultiplexer using photoimprinted Bragg gratings", *IEEE Phot. Tech. Lett* ,vol. 7, p. 388-390 (1995).
- [II.47] Dong L, Hua P, Birks T. A, Reekie L, and Russell P. St. J, "Novel add/drop filters for wavelengthdivision- multiplexing optical fiber systems using a Bragg grating assisted mismatched coupler", *IEEE Phot. Tech. Lett*, vol. 8, p. 1656-1658 (1996).
- [II.48] Park K. N, Lee Y. T, Kim M. H, Lee K. S, and Won Y. H, "All-fiber drop-pass with fiber Bragg gratings", *IEEE Phot. Tech. Lett*, vol. 10, p. 555-557 (1998).
- [II.49] Augustsson T, "Bragg grating-assisted MMI -coupler for add-drop multiplexing", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 16, p. 1517-1522 (1998).

## Références du chapitre III

- [III.1] Abdesslem layeb ,” Introduction aux métaheuristiques ‘’, Chapitre de thèse (2009).
- [III.2] Selvaraj Ramkumar, ‘‘Algorithmes génétiques’’, article (2007).
- [III.3] S. Amédée et R. Francois-Gérard, ‘‘Algorithmes génétiques’’ TE de fin d’année, Tutorat de Mr Philippe Audebaud, 2004.
- [III.4] Yann Ollivier, ‘‘ Introduction aux algorithmes génétiques’’, article (Octobre 2000).
- [III.5] Thomas Vallée et Murat Yıldızoglu, ‘‘ Présentation des algorithmes génétiques et de leurs applications en économie’’, article (décembre 2003).
- [III.6] Jean-Marc Alliot et Nicolas Durand, ‘‘Algorithmes génétiques’’, article (Mars 2005).
- [III.7] Omessaad Hajji, ‘‘Contribution au développement des méthodes stochastiques. Application à la conception des dispositifs électrotechniques’’, Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2003.
- [III.8] S. Kirkpatrick *et al*, ‘‘Optimization by Simulated Annealing’’, Science, vol. 220, p. 671-680 (1983).
- [III.9] R.E. Randelman et G.S. Grest, ‘‘N-City travelling Salesman Problem: Optimization by Simulated Annealing’’, Journal of Optimization Theory and Application, vol. 4, p. 303-320 (1969).
- [III.10] E. Aarts and J. Korst, ‘‘*Simulated Annealing and Boltzmann Machines*’’, John Wiley&Sons, New York, 1990.
- [III.11] N. Metropolis et al, ‘‘Equation of state calculations by fast computing machines’’, journal Chem. Phys, vol. 27, p. 108761092 (1953).
- [III.12] Laurent Miclo, ‘‘Une étude des algorithmes de recuit simulé sous-admissibles’’, Annales de la faculté des sciences de Toulouse, 6<sup>ème</sup> série, tome 4, No4 , p. 819-877 (1995).
- [III.13] Sébastien Loustau, ‘‘Le recuit simulé : analyse théorique et applications’’ Projet 2A, 2005.
- [III.14] D. Vanderbilt and S.G. Louie, ‘‘A Monte Carlo Simulated annealing Approach to Optimization over Continuous Variables’’, Journal of Computational physics, vol. 56, p. 259-271 (1984).
- [III.15] L. Painton and U.M. Diwekar, ‘‘Synthesizing Optimal Design Configurations for a Brayton Cycle Power Plant’’, Comput. Chem. Eng, vol 18, p. 369-381 (1994).
- [III.16] W. B. Dolan *et al*, ‘‘Algorithmic efficiency of simulated annealing for heat exchanger network design’’, Comp. Chem. Eng, vol. 14, p. 1039-1050 (1990).
- [III.17] F. Glover, ‘‘Future paths for integer programming and links to artificial intelligence’’, Computers & Operations Research, vol. 13, p. 533-549 (1986).
- [III.18] D.E. Goldberg, ‘‘*Genetic algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*’’, Addison Wesley, 1989.
- [III.19] D.E. Goldberg, ‘‘Sizing Populations for Serial and Parallel Genetic Algorithms’’, Int. Conf. genetic algorithm (1989).
- [III.20] F. Glover and M. Laguna, ‘‘Tabu Search’’, Colin R. Reeves (ed.), Modern Heuristic Techniques for combinatorial Problems, Blackwell Scientific Publications, Oxford, p. 70-150 (1993).

- [III.21] S. Tsubakitani and J. R. Evans, "Optimizing tabu list size for travelling salesman problem", *Computers Ops. Res.*, vol. 25, p. 91-97 (1998).
- [III.22] M. Gendreau and G. Laporte, "A Tabu Search Heuristic for The heterogenous Fleet Vehicle Routing Problem", *Computers & Operations Research*, vol. 26, p.1153-1173 (1999).
- [III.23] M. Widmer and A. Hertz, "A new approach for solving the flow shop sequencing problem", *Europ. J. Oper. Res.*, vol 41, p. 186-193 (1989).
- [III.24] C. C. Shyur and T.C. Lu, "Applying Tabu Search to Spare Capacity Planning for Network Restoration", *Computers & Oper. Res.*, vol. 26, p.1175-1194 (1999).
- [III.25] F. Glover, "Tabu Search-Part II", *ORSA Journal on Computing*, vol 2, p. 4-32 (1990).
- [III.26] Michel Gendreau, " An Introduction to Tabu Search", article sur [http://www.ifi.uio.no/infheur/Bakgrunn/Intro\\_to\\_TS\\_Gendreau.htm](http://www.ifi.uio.no/infheur/Bakgrunn/Intro_to_TS_Gendreau.htm), juillet 2002.
- [III.27] N . Hu, " Tabu Search Method With Random moves for Globally Optimal", *International journal for Numerical Methods in Engineering*, vol. 35, p. 1055-1070 (1992).
- [III.28] Sébastien Noël, " Mathématiques hybrides pour la résolution des systèmes d'ordonnement de voitures dans une chaîne d'assemblage automatique", mémoire de maîtrise en informatique, Université du Québec, Montréal, 2007.
- [III.29] Talbi, E.-G, "A Taxonomy ofHybrid Metaheuristics", *Journal of Heuristics*, vol. 8, p. 541-564 (2002).
- [III.30] Martin, O.c. et S.W. Otto, "Combining Simulated Annealing with Local Search Heuristics", *Annals of Operations Research*, vol. 63, p. 57-75 (1996).
- [III.31] Salcedo-Sanz, S., Y. Xu et X. Yao, Hybrid Meta-Heuristics Algorithmsfor Task Assignment in Heterogeneous Computing Systems. *Computers and Operations Research*, vol. 33, p. 820-835 (2006).
- [III.32] Fleurent, C *et al*, "Genetic Hybridsfor the Quadratic Assignment Problem", *DIMACS Series in Mathematics and Theoretical Computer Science*, vol. 16, p. 190-206 (1994).
- [III.33] Azimi, Z.N, "Bybrid Beuristicsfor Examination Timetabling Problem", *Applied Mathematics and Computation*, vol. 163, p. 705-733 (2005).
- [III.34] Tanese, R , "Parallel genetic Algrithms for a Hypercube", in *Proceedings of the Second International Conference on Genetic Algorithms*, , MIT, Cambridge, MA, USA, p. 177-183 (1987).
- [III.35] Hammami, M. et K. Ghédira, "COSATS: A new Cooperation Model between Simulated Annealing and Tabu Searchfor the K-Graph Partitioning Problem", in *The Fourth IEEE International Workshop on Soft Computing as Transdisciplinary Science and Technology*, Mororan, Japan, p. 863-873 (2005).
- [III.36] Taillard, É.D, "Parallel Iterative Search Methods for Vehicle Routing Problems. Networks", vol. 23, p. 661-673 (1993).
- [III.37] Bachelet, V., Z. Hafidi, P. Preux et E.-G. Talbi, "Diversifying Tabu Search by Genetic Algorithms", in *INFORMS'98 on Operations Research and Management Sciences meeting*, , Montréal, Canada (1998).



- [III.38] Krueger, M, "Méthodes d'analyse d'algorithmes d'optimisation stochastiques à l'aide d'algorithmes génétiques", École Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, France, 1993
- [III.39] Shahookar, K. et P. Mazumder, "A Genetic Approach to Standard Cell Placement Using Meta-Genetic Parameter Optimization", IEEE Transactions on Computer Aided Design, vol. 9, p. 500-511 (1990).
- [III.40] Salcedo-Sanz, S., Y. Xu et X. Yao, "Hybrid Meta-Heuristics Algorithms for Task Assignment in Heterogeneous Computing Systems", Computers and Operations Research, vol. 33, p. 820-835 (2006).
- [III.41] J. E. Baker, "Adaptive selection methods for genetic algorithms", In: J. J. Grefenstette (Ed.), Proceedings of the First International Conference on Genetic Algorithms, Lawrence Erlbaum Associates, Hillsdale, MA, pp. 101-111 (1985).
- [III.42] C. T. Kelley, "Detection and remediation of stagnation in the Nelder-Mead algorithm using a succinct decrease condition", SIAM J. Optim, vol. 10, p. 43-55 (1999).
- [III.43] C. T. Kelley, "Iterative Methods for Optimization", Frontiers Appl. Math. 18, SIAM, Philadelphia, PA, 1999.
- [III.44] A. Hedar, M. Fukushima, "Minimizing multimodal functions by simplex coding genetic algorithm", Optimization Methods and Software, vol. 18 265–282 (2003).
- [III.45] K. I. M. McKinnon, "Convergence of the Nelder-Mead simplex method to a non stationary point", SIAM J. Optim, vol. 9, p. 148-158 (1999).
- [III.46] T.G. Kolda, R.M. Lewis and V. Torczon, "Optimization by direct search: New perspectives on some classical and modern methods", SIAM Review, vol. 45, p. 385–482 (2003).
- [III.47] V. Torczon, "On the convergence of pattern search algorithms", SIAM J. Optim, vol. 7, p. 1–25 (1997).
- [III.48] A. Hedar, M. Fukushima, "Heuristic pattern search and its hybridization with simulated annealing for nonlinear global optimization", Optimization Methods and Software, vol. 19, p. 291–308 (2004).
- [III.49] R. Chelouah, P. Siarry, "Tabu search applied to global optimization", European Journal of Operational Research, vol. 123, p. 256-270 (2000).
- [III.50] F. Franze, N. Speciale, "A tabu-search-based algorithm for continuous multim minima problems", International Journal for Numerical Engineering, vol. 50, p. 665-680 (2001).
- [III.51] J. A. Nelder, R. Mead, "A simplex method for function minimization", The Computer Journal, vol. 7, p. 308-313 (1965).
- [III.52] F. Glover, M. Laguna, "Tabu Search, Kluwer", Academic Publishers, MA, USA, 1997.
- [III.53] A. Hedar, M. Fukushima, "Tabu Search directed by direct search methods for nonlinear global optimization", Optimization Methods and Software, vol. 170, p. 329–349 (2006).
- [III.54] K. A. Winick and J. E. Roman, "Design of corrugated waveguide filters by Fourier-transform techniques", IEEE J. Quantum Electron, vol. 26, p. 1918–1929 (1990).

- [III.55] E. Peral, J. Capmany, and J. Marti, "Iterative solution to the Gel'Fand–Levitan–Marchenko coupled equations and application to synthesis of fiber gratings", *IEEE J. Quantum Electron*, vol. 32, p. 2078–2084 (1996).
- [III.56] F. Lhommé, C. Caucheteur, K. Chah, M. Blondel, and P. Mégret, "Synthesis of fiber Bragg grating parameters from experimental reflectivity: a simplex approach and its application to the determination of temperature-dependent properties", *Applied Optics*, vol. 44, p. 2078–2084 (2005).
- [III.57] J. Skaar, L. Wang, and T. Erdogan, "On the synthesis of fiber Bragg gratings by layer peeling", *IEEE J. Quantum Electron*, vol. 37, p. 165–173 (2001).
- [III.58] F. Casagrande, P. Crespi, A. M. Grassi, A. Lulli, R. P. Kenny, and M. P. Whelan, "From the reflected spectrum to the properties of a fiber Bragg grating: a genetic algorithm approach with application to distributed strain sensing", *Applied Optics*, vol. 41, p. 5238–5244 (2002).
- [III.59] P. Dong, J. Azana, and A. G. Kirk, "Synthesis of fiber Bragg grating parameters from reflectivity by means of a simulated annealing algorithm", *Optics Communications*, vol. 228 p. 303–308 (2003).
- [III.60] I. Navruz, N. F. Guler, Optimization of reflection spectra for phase-only sampled fiber Bragg gratings, *Optics Communications*, vol. 271, p. 119–123 (2007).
- [III.61] R. T. Zheng, N. Q. Ngo, P. Shum, S.C. Tjin, and L. N. Binh, "A staged continuous tabu search algorithm for the global optimization and its applications to the design of fiber Bragg gratings", *Computational Optimization and Applications*, vol 30, p. 319–335 (2005).
- [III.62] N. Q. Ngo, R. T. Zheng, J. H. Ng, S.C. Tjin, and L. N. Binh, "Optimization of fiber Bragg grating using a hybrid optimization algorithm", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, p. 799–802 (2007).
- [III.63] S. Y. Huang, M. M. Ohn, M. LeBlanc, and R. M. Measures, "Continuous arbitrary strain profile measurements with fiber Bragg gratings", *Smart Mater, Struct*, vol 7, p. 248–256 (1998).
- [III.64] S. Yin, "*Distributed fiber optic sensors*," in *Fiber Optic Sensors*, F. T. S. Yu and S. Yin, eds. Marcel Dekker, New York, p. 183–233, 2002.