



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ & ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

**Οπτική μεταγωγή πακέτου σε Μητροπολιτικά δίκτυα:
Μελέτες αρχιτεκτονικών και σηματοδοσία**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Χαράλαμπος, Δ. Σκούφης

Αθήνα, Μάιος 2004



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ & ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

Οπτική μεταγωγή πακέτου σε Μητροπολιτικά δίκτυα: Μελέτες αρχιτεκτονικών και σηματοδοσία

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Χαράλαμπος, Δ. Σκούφης

Συμβουλευτική Επιτροπή : Εμμανουήλ Ν, Πρωτονοτάριος
Ιωάννης Ε. Πουντουράκης
Ηρακλής Β, Αβραμόπουλος

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 14^η Μαΐου 2004.

.....
Ε.Ν. Πρωτονοτάριος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ι. Ε. Πουντουράκης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Η. Β. Αβραμόπουλος
Αν. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Γ. Ι Στασινόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ι.Σ. Βενιέρης
Αν. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Α. Σεραφετινίδης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Δ. Συβρίδης
Αν. Καθηγητής Παν. Αθηνών

Αθήνα, Μάιος 2004

.....
Χαράλαμπος, Δ. Σκούφης
Διδάκτωρ Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Χαράλαμπος, Δ. Σκούφης, 2004.
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Τις τελευταίες δεκαετίες έχει υπάρξει μια μεγάλη αλλαγή στη μορφή της κίνησης των τηλεπικοινωνικών δικτύων και κυρίως των Μητροπολιτικών δικτύων. Η αυξανόμενη χρήση του διαδικτύου, αλλά και άλλων υπηρεσιών, απαιτεί κυρίως τη μεταφορά δεδομένων και λιγότερο φωνής και γι' αυτό είναι αναγκαία η εύρεση άλλων τρόπων λειτουργίας των δικτύων. Στη κατάσταση αυτή τα δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος είναι ανεπαρκή, αφού δεν γίνεται σωστή εκμετάλλευση του διαθέσιμου εύρους ζώνης και γι' αυτό είναι αναγκαία η χρησιμοποίηση δικτύων μεταγωγής πακέτου. Η διδακτορική διατριβή αυτή μελετάει δυο προβλήματα των οπτικών δικτύων μεταγωγής πακέτου και είναι χωρισμένη σε δυο μέρη:

Στο πρώτο μέρος παρουσιάζεται αναλυτικά η αρχιτεκτονική ενός δικτύου οπτικών ινών χωρίς ενδιάμεσες μνήμες το οποίο είναι κατάλληλο για Μητροπολιτική χρήση. Το δίκτυο βασίζεται σε τοπολογία αστέρα με κεντρικό δρομολογητή πακέτων και περιφερειακά δίκτυα σε αρχιτεκτονική δακτυλίου. Στο δίκτυο αυτό πραγματοποιείται συγκριτική μελέτη σε δυο προτεινόμενες αρχιτεκτονικές κόμβων του δακτυλίου του δικτύου. Η συγκριτική μελέτη πραγματοποιήθηκε με τη βοήθεια αναλυτικών μοντέλων, αλλά και εμπορικά διαθέσιμου εξομοιωτή, στον οποίο μελετήθηκε ολόκληρο το Μητροπολιτικό δίκτυο οπτικής μεταγωγής πακέτου. Από τη μελέτη εξάγονται συμπεράσματα για τον αριθμό των κόμβων που μπορούν να τοποθετηθούν στο δίκτυο, χρησιμοποιώντας τη μία ή την άλλη αρχιτεκτονική, καθώς και κατά πόσο επηρεάζονται από διάφορες ατέλειες του μέσου διάδοσης και των οπτικών συσκευών, όπως είναι η διασπορά και τα μη γραμμικά φαινόμενα.

Στο δεύτερο μέρος έχουμε την περιγραφή μιας Πολυκυματικής διαμόρφωσης σήματος η οποία είναι κατάλληλη για τη μετάδοση της επικεφαλίδας του οπτικού πακέτου και βασίζεται στη Μιαδική λογική. Υπολογίζεται με μαθηματικό τρόπο η πιθανότητα σφάλματος της διαμόρφωσης αυτής, αλλά και ολόκληρης της επικεφαλίδας του πακέτου. Στη συνέχεια παρουσιάζουμε τη μελέτη της επίδρασης στην Πολυκυματική επικεφαλίδα, της διασποράς και των μη γραμμικών φαινομένων της οπτικής ίνας. Τέλος γίνεται μια συγκριτική μελέτη της Πολυκυματικής επικεφαλίδας με άλλα συστήματα μετάδοσης, όπως το κλασικό δυαδικό σύστημα, αλλά και με άλλα συστήματα που βασίζονται και αυτά στη Μιαδική λογική.

Λέξεις Κλειδιά: Δίκτυα Οπτικών Ινών, Οπτικά δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος, Οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτου, Οπτικά Μητροπολιτικά Δίκτυα, Οπτικός δρομολογητής Πακέτων, Αρχιτεκτονικές Δακτυλίου, Επικεφαλίδα πακέτου, Μιαδική λογική, Διασπορά, Μη γραμμικά φαινόμενα σε οπτικές ίνες.

Abstract

Last decades in Telecommunication Networks in general and especially in the Metropolitan Networks a big modification in the type of traffic has been realized: the growing use of Internet and other services, demands mainly transportation of data and less of pure voice. For these reasons different modes of operation of the networks is necessary to be used. Circuit switching networks are inadequate, because they cannot fully utilize the bandwidth. So the use of Optical Packet switching networks is compulsory. The PhD is studying two problems of the Optical Packet switching networks and is divided in two parts:

In first part it is presented in details the architecture of an Optical Network without optical buffers, which is appropriate for Metropolitan use. This Network is based in a star topology with central packet router and peripheral networks in ring architectures. In this network a comparison study of two suggested Node architectures of the ring is performed. This study has been implemented with the help of analytical models and a commercial available simulator, in which the whole Metropolitan Optical Network has been realized. From this study conclusions, about the number of nodes that each architecture can handle and how the performance is affected from imperfections of the transport medium (optical fiber) and the optical devices, like dispersion and non-linear effects, are made.

In second part we describe a Multi-wavelength modulation of the signal, which is appropriate for transportation of Optical Packet Header and is based on M-ary logic. We calculate using Mathematical formulas, the error probability of the modulation and of whole Header of the Packet. Then the effect of Dispersion and Non-linearities in this Multi-wavelength Header is studied. Finally a comparison of this system with other transportation systems, like the classical binary and other systems that are based on the M-ary logic, is performed.

Key words: Optical Networks, Circuit switching Optical Networks, Packet switching Optical Networks, Metropolitan Optical Networks, Optical Packet Router, Ring architectures, Packet Header, M-ary logic, Dispersion, Non-linear effects in optical fibers.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να εκφράσω τις θερμές μου ευχαριστίες στην τριμελή μου επιτροπή, στον επιβλέποντα καθηγητή μου κ. Εμμανουήλ Πρωτονοτάριο καθώς και στον Αν. Καθηγητή κ. Αλέξανδρο Σταυδά, για την πολύτιμη καθοδήγηση και βοήθεια που μου προσέφεραν χωρίς την οποία δε θα ήταν εφικτή η ολοκλήρωση της διατριβής. Επίσης θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στην οικογένειά μου και στους φίλους μου, καθώς και στους συνεργάτες μου Δρ. Χρίστο Ματρακίδη και Στέλιο Συγλέτο για τη συμπαράστασή τους στην ολοκλήρωση της διατριβής.

Πίνακας περιεχομένων

Κεφάλαιο 1

Εξέλιξη των δικτύων. Η μετάβαση στα δίκτυα μεταγωγής πακέτου και η οπτική επανάσταση.....	15
1. Εισαγωγή	15
1.1. Δυναμικά επαναδιαρθρώσιμα δίκτυα (DRN)	18
2. Περιγραφή και γενική δομή οπτικών μεταγωγέων	20
2.2. Κατηγορίες οπτικών δικτύων μεταγωγής πακέτου.....	22
2.1.1. Δίκτυα σύγχρονης και ασύγχρονης μεταγωγής.....	22
2.1.2. Οπτικός η ηλεκτρονικός έλεγχος.....	23
2.1.3. Οπτική επικεφαλίδα	23
2.1.4. Στρατηγικές αποφυγής σύγκρουσης πακέτων.....	24
2.1.5. Κατηγορίες οπτικών μεταγωγέων	25
2.1.6. Αρχιτεκτονικές ενός/πολλών σταδίων	25
2.1.7. Μεταγωγείς χώρου/μήκους κύματος	26
2.1.8. Μεταγωγείς ευρείας εκπομπής και επιλογής	27
2.1.9. Μεταγωγείς με προσωρινές μνήμες με η χωρίς ανάδραση.....	28
3. Γενική περιγραφή δικτύου με οπτική μεταγωγή πακέτου χωρίς ενδιάμεσες μνήμες.....	28
3.1. Γενικά	28
3.2. Η δομή του δικτύου και τα μέρη που το αποτελούν.....	29
3.2.1 Περιγραφή του Μητροπολιτικού δικτύου (MAN).....	30
3.2.2. Γενική περιγραφή του οπτικού κόμβου του δικτύου.....	32
4. Πολυκυματική επικεφαλίδα.....	33
5. Δομή του διδακτορικού.....	35
6. Βιβλιογραφία	37

Κεφάλαιο 2

Συγκριτική μελέτη απόδοσης φυσικού στρώματος για δυο διαφορετικές αρχιτεκτονικές Μητροπολιτικού δικτύου: Περιγραφή του δικτύου	41
1. Εισαγωγή	41
2. Περιγραφή δικτύου	41
2.1. Η λειτουργία του Οπτικού Δρομολογητή Πακέτων (OPR)	45
3. Περιγραφή των προτεινόμενων αρχιτεκτονικών των κόμβων του οπτικού δακτυλίου.....	50
3.1. Αρχιτεκτονική Τύπου I	51
3.2. Αρχιτεκτονική Τύπου II.....	52
4. Περιγραφή των κυριότερων συσκευών που χρησιμοποιεί το Μητροπολιτικό Δίκτυο	55
4.1Ο Δέκτης και η μοντελοποίηση του.	55
4.2. Ενισχυτής ιόντων Ερβίου (EDFA).....	56
4.2.1. Εισαγωγή.....	56
4.2.2. Πλεονεκτήματα EDFA.....	57
4.2.3. Περιγραφή Ενισχυτή ντοπαρισμένης ίνας.....	58
4.2.4. Λειτουργία ενισχυτή Ερβίου	59
4.2.5. Μοντέλο δυο επιπέδων	61
4.2.6. Το φάσμα ενίσχυσης του ενισχυτή Ερβίου	62

4.2.7. Θόρυβος στους ενισχυτές ίνας ερβίου	64
4.2.8. Τεχνικές εξομάλυνσης του φάσματος ενίσχυσης	65
4.2.9. Ενισχυτής ίνας Ερβίου δυο σταδίων	68
4.2.10. Κατασκευαστικοί περιορισμοί στους ενισχυτές Ερβίου για τα δίκτυα οπτικών ινών	71
4.3. Οι ημιαγωγικοί ενισχυτές (SOA)	72
5. Συμπεράσματα	75
6. Παράρτημα Α	77
7. Βιβλιογραφία	80

Κεφάλαιο 3

Συγκριτική μελέτη απόδοσης φυσικού στρώματος για δυο διαφορετικές αρχιτεκτονικές Μητροπολιτικού δικτύου: Αποτελέσματα μελέτης	83
1. Εισαγωγή	83
2. Υποθέσεις για την εξομοίωση	83
2.1. Γενικές υποθέσεις για το δίκτυο	83
2.2. Υποθέσεις για τον Οπτικό Δρομολογητή Πακέτων και εισαγόμενες απώλειες	86
2.3. Υποθέσεις για την αρχιτεκτονική Τύπου I και εισαγόμενες απώλειες ...	88
2.4. Υποθέσεις για την αρχιτεκτονική Τύπου II και εισαγόμενες απώλειες ...	89
2.5. Υποθέσεις για την εξομοίωση	91
3. Περιγραφή αποτελεσμάτων	92
3.1. Χρήση απλού Αναλυτικού μοντέλου.	92
3.2. Ο εξομοιωτής VPITransmissionMaker	95
3.3. 1ο Στάδιο εξομοίωσης	96
3.3.1. Αποτελέσματα	97
3.4. 2ο Στάδιο εξομοίωσης	99
3.4.1. Αποτελέσματα με χρήση «ρεαλιστικών» ενισχυτών Ερβίου	100
3.4.1.1. Αποτελέσματα	106
3.4.2. Χρήση ενός ενισχυτή Ερβίου ανά δυο κόμβους	109
3.4.2.1. Αποτελέσματα	110
4. Συμπεράσματα	112
5. Βιβλιογραφία	114

Κεφάλαιο 4

Υλοποίηση πολυκυματικού συστήματος σηματοδοσίας για δίκτυα οπτικών ινών	115
1. Εισαγωγή	115
2. Περιγραφή Οπτικού Μ-αδικού συστήματος	117
2.1. Γενική περιγραφή	117
2.2. Η αλφάβητος του συστήματος	118
2.2.1 Ο Πομπός	119
2.2.2. Δέκτης Οπτικού Μ-αδικού συστήματος	120
3. Υπολογισμός πιθανότητας σφάλματος (BER) του Οπτικού Μ-αδικού συστήματος.	122
3.1. Σχέση μεταξύ Ηλεκτρικού και Οπτικού σηματοθορυβικού λόγου (SNR)	129
3.2. Υπολογισμός πιθανότητας σφάλματος επικεφαλίδας	133
4. Πολυκυματική επικεφαλίδα και θεωρία πληροφορίας	135
5. Συμπεράσματα και περαιτέρω μελέτη	137
6. Βιβλιογραφία	140

Κεφάλαιο 5

Υλοποίηση πολυκυματικού συστήματος σηματοδοσίας για δίκτυα οπτικών ινών: Μελέτη της διασποράς.....	141
1. Εισαγωγή.....	141
2. Διάδοση κυμάτων σε οπτική ίνα – Βασικές αρχές.....	141
2.1. Ταχύτητα Φάσης.....	142
2.2. Ταχύτητα Ομάδας.....	142
2.3. Είδη Διασποράς.....	145
2.3.1. Διασπορά τρόπων.....	145
2.3.2. Χρωματική Διασπορά.....	146
2.4. Αντιμετώπισης της χρωματικής διασποράς.....	149
2.4.1. Χρήση ινών μετατοπισμένης διασποράς ή ινών επίπεδου προφίλ διασποράς.....	150
2.4.2. Χρήση ίνας αντιστάθμισης της διασποράς.....	151
3. Επίδραση της Διασποράς στο Πολυκυματικό σύστημα σηματοδοσίας.....	154
3.1. Ανίχνευση του προβλήματος.....	154
3.2. Μαθηματική Ανάλυση της επίδρασης της διασποράς στην πολυκυματική επικεφαλίδα και αντιμετώπισή της.....	155
3.3. Μελέτη της διασποράς στο σύστημα πολυκυματικής σηματοδοσίας με χρήση εξομοιωτή.....	164
3.3.1. Περιγραφή και αποτελέσματα της εξομοίωσης.....	165
3.3.1.1. Το πολυκυματικό σύστημα σηματοδοσίας.....	166
3.3.1.2. Το δυαδικό σύστημα μετάδοσης.....	170
3.3.1.3. Αποτελέσματα.....	172
4. Συμπεράσματα για το πρόβλημα της Διασποράς.....	174
5. Βιβλιογραφία.....	175

Κεφάλαιο 6

Υλοποίηση πολυκυματικού συστήματος σηματοδοσίας για δίκτυα οπτικών ινών: Σύγκριση και αξιολόγηση.....	177
1. Εισαγωγή.....	177
1.1. Απόδοση συστημάτων και μη γραμμικά φαινόμενα.....	179
2. Μαθηματική περιγραφή των συστημάτων μετάδοσης.....	180
2.1. Το «κλασσικό» δυαδικό σύστημα.....	180
2.2. Το σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit.....	183
2.3. Σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit με την χρήση κωδικοποίησης Hamming.....	186
2.4. Το σύστημα πολυκυματικής σηματοδοσίας.....	188
3. Σύγκριση των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.....	190
3.1. Σύγκριση κάτω από «ιδανικές» συνθήκες.....	190
3.2. Σύγκριση κάτω από «πραγματικές» συνθήκες.....	194
3.3. Συμπεράσματα.....	200
4. Παράρτημα Α.....	202
4.1. Μοντελοποίηση μη γραμμικών φαινομένων στην οπτική ίνα.....	202
4.2. Μίξη τεσσάρων φωτονίων.....	203
4.2.1. Θεωρία.....	203
4.2.2. Το μοντέλο της μίξης τεσσάρων φωτονίων.....	203
4.3. Ετεροδιαμόρφωση φάσης.....	205
4.3.1. Θεωρία.....	205

4.3.2. Το μοντέλο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης.....	205
4.4. Εξαναγκασμένος σκεδασμός Ramman	206
4.4.1. Θεωρία	206
4.4.2. Το μοντέλο της εξαναγκασμένης σκέδασης Ramman	206
4.5. Υπολογισμός παράγοντα Q σε συστήματα με μη γραμμικότητες	207
5. Βιβλιογραφία	209
Κεφάλαιο 7	
Συμπεράσματα	211
Μελλοντική εργασία.....	214

Κεφάλαιο 1: Εξέλιξη των δικτύων. Η μετάβαση στα δίκτυα μεταγωγής πακέτου και η οπτική «επανάσταση»

1. Εισαγωγή

Τις τελευταίες δεκαετίες, έχει υπάρξει μια μεγάλη αλλαγή στη μορφή της κίνησης των τηλεπικοινωνιακών δικτύων και κυρίως των Μητροπολιτικών δικτύων (**MAN**). Η αυξανόμενη χρήση του διαδικτύου, αλλά και άλλων υπηρεσιών, απαιτεί κυρίως τη μεταφορά δεδομένων και λιγότερο φωνής και γι' αυτό είναι αναγκαία η εύρεση άλλων τρόπων λειτουργίας των δικτύων, από την κλασική μορφή της μεταγωγής κυκλώματος (**circuit switching**), η οποία είναι κατάλληλη για συνδέσεις με χαμηλό ρυθμό μετάδοσης και μεγάλη χρονική διάρκεια. Στην περίπτωση όμως των υπηρεσιών διαδικτύου αλλά και γενικά μεταφοράς δεδομένων, η χρησιμοποίηση του δικτύου από ένα χρήστη μπορεί να είναι πολύ μικρής χρονικής διάρκειας αλλά με υψηλές απαιτήσεις στο ρυθμό μετάδοσης πληροφορίας. Στην κατάσταση αυτή τα δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος είναι ανεπαρκή, αφού δεν γίνεται σωστή εκμετάλλευση του διαθέσιμου εύρους ζώνης και γι' αυτό είναι αναγκαία η χρησιμοποίηση δικτύων μεταγωγής πακέτου. Ειδικά στην περίπτωση των Μητροπολιτικών δικτύων υπάρχει και ένα σύνολο από ιδιαιτερότητες οι οποίες ενισχύουν περισσότερο τη χρησιμοποίηση δικτύων μεταγωγής πακέτου και οι οποίες συνοψίζονται ακολούθως:

- Το κόστος αποτελεί καθοριστικό παράγοντα, λόγω του μικρού μεγέθους το δικτύου. Για την κατασκευή Μητροπολιτικών δικτύων είναι επιβεβλημένη μια τεχνο-οικονομική μελέτη,.
- Συνύπαρξη διαφορετικών clients. Μια πληθώρα πρωτοκόλλων και ρυθμών διάδοσης (Gigabit Ethernet, 10GE, ESCON, Fibre Channel, SDH/SNET, IP, proprietary protocols). Αυτό οφείλεται στα διάφορα προεγκατεστημένα συστήματα αλλά και στην ανάγκη να έχουμε διαφορετικές λύσεις σε διάφορα προβλήματα.
- Η κυκλοφορία είναι σποραδική και χρονικά ταχύτατα μεταβαλλόμενη και πολλές φορές με απαίτηση υψηλή ποσότητα πληροφορίας να διακινηθεί σε μικρό χρονικό διάστημα (bursty). Λόγω της μορφής

της κίνησης, είναι δυνατόν να εμφανιστούν μεγάλες μεταβολές στην κίνηση του δικτύου ανάλογα με την ώρα της ημέρας και την εποχή.

- Απρόβλεπτη εμφάνιση κόμβων με μεγάλη κίνηση. Λόγω της μικρής κλίμακας του Μητροπολιτικού δικτύου και της τοπικότητας που έχει, είναι δυνατόν κάποιοι κόμβοι να παρουσιάσουν μεγάλη κίνηση λόγω διάφορων γεγονότων που συμβαίνουν σε μια πόλη (π.χ. συγκεντρώσεις πληθυσμού).

Για να μπορέσουν να αντιμετωπιστούν τα προηγούμενα προβλήματα υπάρχει αυξημένη ζήτηση για ανάπτυξη δικτυακών οπτικών τεχνολογιών. Αυτή η προτίμηση για φωτονικά δίκτυα ξεκινάει από την αυξημένη ζήτηση για ευροζωνικές επικοινωνίες και τη δυνατότητα που έχουν οι οπτικές συσκευές να ικανοποιήσουν και να διαχειριστούν αυτές τις ανάγκες ([SpecialIEEE93], [SpecialIEEE96]). Αν και στα πρώτα στάδια λειτουργία της, η οπτική τεχνολογία εφαρμόστηκε στην απλή περίπτωση των συνδέσεων σημείο προς σημείο (**point-to-point connections**), η εισαγωγή της τεχνολογίας πολυπλεξίας μήκους κύματος (**WDM**), αφού επαναπροσδιόρισε με εντυπωσιακό τρόπο τα δίκτυα κορμού, επεκτείνεται ταχύτατα και στα Μητροπολιτικά δίκτυα, καθώς και τα δίκτυα Ευρείας περιοχής (**Wide Area Networks, WAN**). Συγχρόνως η γενικότερη εξέλιξη αυτή της «οπτικής επανάστασης», αν και όπως είπαμε ξεκίνησε πρώτιστα ως τεχνολογία φυσικού στρώματος (Layer 1), σήμερα επανακαθορίζει και τα ανώτερα στρώματα Layer 2 και Layer 3 των δικτύων, έτσι ώστε να έχουμε βέλτιστη εκμετάλλευσή της. Τα δυο αυτά γεγονότα, οι αυξημένες δηλαδή ανάγκες για μετάδοση δεδομένων και ευροζωνικών υπηρεσιών και η εισαγωγή της τεχνολογίας WDM, όπως είναι φυσικό, επιβάλλουν μια νέου τύπου δικτυακή αρχιτεκτονική και προσθέτουν νέες απαιτήσεις από την τεχνολογία (πολύπλοκα δομικά στοιχεία). Έτσι σταδιακά τα δίκτυα υφίστανται δυο σημαντικές αλλαγές τόσο στη δομή τους, όσο και στις συσκευές που χρησιμοποιούν. Η πρώτη αλλαγή είναι η καθιέρωση της μεταγωγής πακέτου, ως η τεχνολογία που μπορεί να ανταποκριθεί καλύτερα στη μετάδοση δεδομένων αλλά και να κάνει αποτελεσματικότερη εκμετάλλευση του διαθέσιμου εύρους ζώνης και δεύτερον η εισαγωγή της οπτικής τεχνολογίας, όχι μόνο στη μετάδοση

του σήματος, αλλά και στη μεταγωγή του πακέτου, ως αποτέλεσμα του μεγάλου εύρους ζώνης που μπορούν να προσφέρουν και να διαχειριστούν τα οπτικά.

Στο πρώτο στάδια χρήσης της οπτικής τεχνολογίας στα Μητροπολιτικά δίκτυα η βασική επιδίωξη ήταν η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης των δεδομένων, ανάμεσα στους κόμβους μέχρι τα 10Gb/s. Έτσι οι κόμβοι του δικτύου παρέμειναν ηλεκτρονικοί και απόλυτα ελεγχόμενοι από ηλεκτρονικά πρωτόκολλα. Η χωρητικότητα αυτών των κόμβων ξεκινούσε από μερικές δεκάδες Gb/s μέχρι 100 Gb/s. Η υιοθέτηση αυτής της λύσης ήταν αναγκαία έτσι ώστε να διασφαλιστεί η απόλυτη συμβατότητα με τα ήδη υπάρχοντα ηλεκτρονικά interfaces, ενώ η μορφή των πακέτων (format/bit rate adaptation) να παραμείνει τέτοια που να μπορούν να τα επεξεργαστούν οι ηλεκτρονικοί μεταγωγείς (**Routers**).

Η χρήση όμως της οπτικής τεχνολογίας στη μεταγωγή πακέτου έγινε όπως είπαμε. για να καλύψει κάποιες βαθύτερες, από την απλή μετάδοση δεδομένων, ανάγκες για τη λειτουργία των δικτύων. Μια από αυτές τις ανάγκες είναι η υλοποίηση κόμβων υψηλής χωρητικότητας. Μελέτες έχουν δείξει ότι η μέγιστη χωρητικότητα των οπτικών κόμβων θα ξεπεράσει κατά πολύ τη χωρητικότητα των ηλεκτρονικών ([Masetti95], [Masetti96], [Chiaroni93], [Danielsen97]). Με το μεγάλο εύρος ζώνης που μπορούν να διαχειριστούν οι οπτικές συσκευές, η χρησιμοποίηση της πολυπλεξίας μήκους κύματος (**WDM**) και οι τεχνικές δρομολόγησης μήκους κύματος ([SpecialIEEE93], [SpecialIEEE96]), οι μεγάλες ταχύτητες των οπτικών διακοπών και πυλών ([Kalman92], [Almstrom96]), καθώς και τα γρήγορα πολυκυματικά LASER ([Glance93], [Talneau97]) μας δίνουν τη δυνατότητα να δημιουργήσουμε οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτου με χωρητικότητες στην περιοχή των Terabit ανά δευτερόλεπτο (Tb/s). Αυτό καθιστά τους οπτικούς κόμβους υψηλής χωρητικότητας πολύ ελκυστικούς στο να αντικαταστήσουν τους πολύ μεγάλους ηλεκτρονικούς κόμβους, ακόμα και στην περίπτωση που το κάθε κανάλι του δικτύου έχει ρυθμό μετάδοσης περίπου ίδιο με αυτό των ηλεκτρονικών μέσων.

Έτσι στο δεύτερο στάδιο της εισαγωγής των οπτικών στα Μητροπολιτικά δίκτυα, η κοινή προσπάθεια όλων είναι η δημιουργία μεταγωγέων με Tb/s

χωρητικότητα, ενώ τα ηλεκτρονικά interfaces να περιοριστούν μόνο στην αποφυγή συγκρούσεων ανάμεσα στα πακέτα (**contention**), καθώς και στο συγχρονισμό των πακέτων μεταξύ τους (**synchronisation**). Συγχρόνως δοκιμάζονται νέες μορφές πακέτου-επικεφαλίδας οι οποίες θα εκμεταλλεύονται στο μέγιστο τις δυνατότητες των οπτικών.

Τέλος στο τρίτο στάδιο, το οποίο όμως αποτελεί μακροπρόθεσμη λύση, η επιδίωξη είναι να έχουμε αμιγώς οπτικά δίκτυα. Αυτό προϋποθέτει να δημιουργηθούν αμιγώς οπτικά interfaces, η επίλυση των συγκρούσεων των πακέτων (**contention**) να γίνεται με χρήση οπτικών πόρων και ο «συγχρονισμός» των πακέτων με οπτικά κυκλώματα. Τέλος γίνεται προσπάθεια για απομάκρυνση από την TDM τεχνολογία και σκέψεις για συγχρονισμό των πακέτων με ακρίβεια κλάσματος της διάρκειας του bit.

1.1 Δυναμικά επαναδιαρθρώσιμα δίκτυα (DRN)

Όπως είπαμε και προηγουμένως τα σημερινά δίκτυα χρησιμοποιούνται όλο και περισσότερο για μεταφορά δεδομένων. Συγχρόνως η κίνηση του δικτύου αλλάζει με το χρόνο και έτσι το δίκτυο πολλές φορές βρίσκεται είτε να έχει πόρους ανεκμετάλλετους, είτε έλλειψη πόρων. Πολλές φορές ακόμα και σε δίκτυα φωνής το εύρος ζώνης που μπορεί να δώσει ένα οπτικό κανάλι είναι αρκετά μεγαλύτερο από όσο χρειάζεται μια απλή κλήση σε δυο απλούς χρήστες. Για το λόγο αυτό το κανάλι εξυπηρετεί μέσω χρονικής πολυπλεξίας αρκετούς διαφορετικούς χρήστες. Τα οπτικά κανάλια αυτά είναι πιθανόν να διατηρούνται σταθερά για μεγάλο χρονικό διάστημα, έχοντας μόνο μικρές αλλαγές στη δρομολόγησή τους και αυτές κυρίως λόγω προβλημάτων του δικτύου (εναλλακτικές διαδρομές λόγω σφαλμάτων). Όταν όμως έχουμε να κάνουμε με πολυπλεγμένες υπηρεσίες του διαδικτύου, τότε το εύρος ζώνης που χρειαζόμαστε καθώς και οι προορισμοί των χρηστών μεταβάλλονται με το χρόνο αρκετά συχνά και τα κανάλια δρομολογούνται μόνο κατόπιν αιτήσεως. Σε ένα πραγματικό δίκτυο περιμένουμε να υπάρχει μια κατάσταση που να περιλαμβάνει και τις δυο περιπτώσεις που περιγράφουμε. Για το λόγο αυτό είναι απαραίτητη η χρήση δικτύων που να

μπορούν να μεταβάλλουν τα χαρακτηριστικά τους ανάλογα με την κίνηση. Τέτοια δίκτυα ονομάζονται Δυναμικά Επαναδιαρθρώσιμα Δίκτυα (**Dynamically Reconfigurable Networks, DRN**), στα οποία η ταχύτητα μεταγωγής καθορίζεται από το ρυθμό μεταβολής της κίνησης (min, sec, msec, μsec). Στα δίκτυα αυτά που όπως καταλαβαίνουμε είναι δίκτυα μεταγωγής πακέτου, η παραδοσιακή μορφή «επικεφαλίδας» (**header**) και «ωφέλιμου φορτίου» (**payload**) σε σειρά, δεν είναι απαραίτητη. Ένα άλλο χαρακτηριστικό τους είναι ότι χρησιμοποιούν συνδυασμό οπτικής και ηλεκτρονικής τεχνολογίας, δηλαδή είναι υβριδικά. Αυτό συμβαίνει γιατί, όπως έχουμε πει, στο οπτικό πεδίο η επεξεργασία σήματος είναι αρκετά δύσκολη και λόγω έλλειψης κατάλληλων συσκευών, αλλά και λόγω έλλειψης οπτικών μνημών. Αντιθέτως τα ηλεκτρονικά είναι αρκετά ώριμη τεχνολογία και παρέχει πολλά πλεονεκτήματα. Έτσι στα δίκτυα αυτά το ωφέλιμο φορτίο μεταγεται οπτικά με διάφανο τρόπο (ανεξάρτητο του ρυθμού μετάδοσης αλλά και του πρωτοκόλλου από το οποίο προέρχεται) με τεχνολογία που έχει την δυνατότητα να χειριστεί τηλεπικοινωνιακή κίνηση της τάξης των Tb/s. Αντιθέτως η επικεφαλίδα του πακέτου (σηματοδοσία) διαχωρίζεται από το πακέτο, υφίσταται οπτικοηλεκτρονική μετατροπή και στη συνέχεια υφίσταται την κατάλληλη επεξεργασία από τα ηλεκτρονικά του μεταγωγέα.

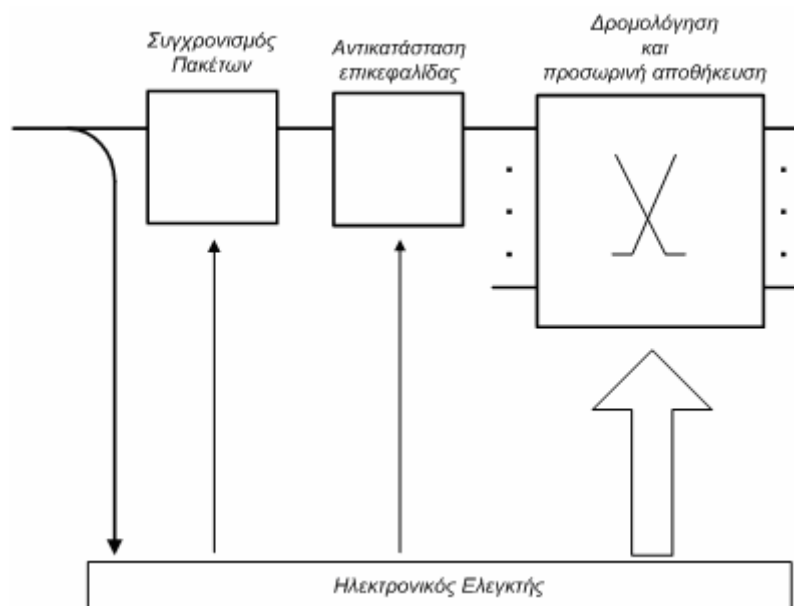
Τέλος, η προσέγγιση των Δυναμικά επαναδιαρθρώσιμων δικτύων έχει μια σειρά από πλεονεκτήματα. Έτσι προσφέρει αυτό που ονομάζουμε διαφάνεια (και ρυθμού αλλά και ανεξάρτηση από τα πρωτόκολλα) και διαφορετικά επίπεδα εξυπηρέτησης πελατών (**Quality of Service, QoS**). Δίνει τη δυνατότητα να έχουμε στατιστική πολυπλεξία του ωφέλιμου φορτίου μας, ανάλογα με τις ανάγκες κίνησης του δικτύου και των χρηστών (π.χ. σε περίπτωση ανάγκης όπου δίνει τη δυνατότητα να μοιραστούν πολλοί χρήστες τα διαθέσιμα κανάλια). Τέλος η διαδικασία μεταγωγής απλοποιείται σημαντικά αφού γίνεται στο οπτικό επίπεδο χωρίς την παρέμβαση ηλεκτρονικών και οπτικοηλεκτρονικών μετατροπών. Έτσι συμπερασματικά μπορούμε να πούμε ότι η χρησιμοποίηση των DRN είναι μια καλή λύση στα σημερινά προβλήματα των δικτύων. Η μετάβαση από τα χρονικά στατικά δίκτυα στα χρονικά δυναμικά δίκτυα είναι αναπόφευκτη και εξαρτάται από την ωρίμανση της τεχνολογίας αλλά και την ταχύτητα μεταβολής της κίνησης. Όσο

δηλαδή η κίνηση θα αυξάνει τα χρονικά μεταβαλλόμενα χαρακτηριστικά της τόσο και η ανάγκη για DRN θα είναι και πιο επιτακτική. Στην επόμενη παράγραφο περιγράφεται η γενική δομή που πρέπει να έχει ένας οπτικός δρομολογητής καθώς και οι λειτουργίες που πρέπει να εκτελεί για να μπορεί ένα οπτικό δίκτυο να προσφέρει τα χαρακτηριστικά που περιγράφουμε.

2. Περιγραφή και γενική δομή οπτικών μεταγωγών

Αν και τα τελευταία χρόνια έχουν γίνει πολύ μεγάλες προσπάθειες να υπάρξουν μεταγωγείς αμιγώς οπτικοί, έτσι ώστε να εξασφαλιστεί όσο το δυνατόν μεγαλύτερη διαφάνεια, οι ηλεκτρονικές συσκευές και οι οπτικοηλεκτρονικές μετατροπές εξακολουθούν να παραμένουν ελκυστικές εναλλακτικές λύσεις, ειδικά στον τομέα της επεξεργασίας του σήματος, της σηματοδότησης, αλλά και της ενδιάμεσης μνήμης ([Masetti95], [Masetti96], [Tucker95], [Renaud97], [Kalman92]). Οι μεγάλοι οπτικοί μεταγωγείς βασίζονται στα ηλεκτρονικά για να εκτελέσουν διεργασίες ελέγχου, αλλά η δρομολόγηση των πακέτων γίνεται με οπτικά μέσα. Η υβριδική αυτή κατάσταση μας δίνει πολύ μεγάλες δυνατότητες από άποψης χωρητικότητας, αφού συνδυάζεται η διαφάνεια των οπτικών (η μεταγωγή του ωφέλιμου φορτίου γίνεται οπτικά), αλλά και η πολύ μεγάλη επεξεργαστική ισχύς των ηλεκτρονικών ελέγχου (ηλεκτρονική επεξεργασία επικεφαλίδας).

Η γενική δομή ενός οπτικού μεταγωγέα φαίνεται στο Σχήμα 1.



Σχήμα 1. Γενική μορφή οπτικού μεταγωγέα πακέτων

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 1, οι κύριες λειτουργίες που καλείται να εκτελέσει ένας οπτικός μεταγωγέας είναι οι ακόλουθες:

- Συγχρονισμός πακέτων και ανάκτηση ρολογιού
- Αντικατάσταση επικεφαλίδας
- Δρομολόγηση πακέτου και
- Προσωρινή αποθήκευση πακέτου για την αποφυγή συγκρούσεων (**collisions**).

Οι πραγματικά οπτικοί μεταγωγείς πακέτων, πρέπει να εκτελούν όλες τις παραπάνω λειτουργίες με οπτικά μέσα. Στην πραγματικότητα όμως κάποιες από τις λειτουργίες γίνονται με ηλεκτρονική επεξεργασία. Τα πακέτα γενικά έχουν συνήθως συγκεκριμένο μήκος και αποτελούνται όπως ξέρουμε από την επικεφαλίδα και το ωφέλιμο φορτίο. Η επικεφαλίδα περιέχει πληροφορίες για την δρομολόγηση του πακέτου καθώς και άλλες πληροφορίες ελέγχου. Όπως είπαμε και προηγουμένως η επικεφαλίδα πρέπει να επεξεργαστεί με ηλεκτρονικά μέσα λόγω αδυναμίας των οπτικών συσκευών να επεξεργαστούν με ευκολία και σε υψηλό επίπεδο οπτικό σήμα. Για το λόγο αυτό ο ρυθμός μετάδοσης της είναι συνήθως χαμηλός, έτσι ώστε να είναι κατάλληλος για επεξεργασία από τα

ηλεκτρονικά μέσα του μεταγωγέα (συνήθως αρκετά μικρότερος από 10Gb/s). Αντίθετα τα δεδομένα μπορούν θεωρητικά να έχουν διάφορους ρυθμούς μετάδοσης (από 10Gb/s μέχρι 100Gb/s) ([Masetti95], [Masetti96], [Renaud97]), αφού η δρομολόγηση των πακέτων γίνεται με οπτικό τρόπο και δεν απαιτείται πουθενά οπτικοηλεκτρονική μετατροπή. Η χρήση πακέτων σταθερού μήκους μπορεί να απλοποιήσει σημαντικά την υλοποίηση της δρομολόγησης των πακέτων, το συγχρονισμό τους, αλλά και την αποφυγή συγκρούσεων.

Μια πολύ σημαντική λειτουργία του οπτικού δικτύου είναι η αντικατάσταση της επικεφαλίδας του πακέτου. Λόγω της ηλεκτρονικής επεξεργασίας της, αυτή πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη σε μήκος και να έχει χαμηλό ρυθμό που να συμπίπτει με το ρυθμό επεξεργασίας των ηλεκτρονικών. Για το λόγο αυτό η επικεφαλίδα είναι υποχρεωτικό να αλλάζει σε κάθε κόμβο που περνάει, παραμένοντας έτσι μικρή και διατηρώντας μόνο την πληροφορία για την δρομολόγηση του πακέτου μέχρι τον επόμενο κόμβο. Τελευταία επιτεύγματα στην οπτική τεχνολογία, μας δίνουν τη δυνατότητα να πραγματοποιούμε την αντικατάσταση της επικεφαλίδας γρήγορα και με οπτικό τρόπο ([Spring93], [Masetti96], [Kalman92]). Στη συνέχεια θα αναφέρουμε τις διάφορες κατηγορίες που κατατάσσονται τα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτου, ανάλογα με τον τρόπο που γίνεται η μεταγωγή, τον τρόπο ελέγχου και τον τρόπο επεξεργασίας της επικεφαλίδας.

2.1 Κατηγορίες οπτικών δικτύων μεταγωγής πακέτου

2.1.1 Δίκτυα σύγχρονης και ασύγχρονης μεταγωγής

Σε ένα σύγχρονο οπτικό δίκτυο μεταγωγής πακέτου ([Guillemot98]) ο χρόνος δομείται σε χρονοθυρίδες και ο μεταγωγέας σε κάθε κόμβο ρυθμίζεται μόνο στην αρχή κάθε χρονοθυρίδας. Όλα τα πακέτα σε ένα σύγχρονο δίκτυο έχουν το ίδιο μέγεθος και η διάρκεια της χρονοθυρίδας είναι ίση με το άθροισμα του πακέτου και της επικεφαλίδας του (συν τον απαραίτητο χρόνο ασφαλείας). Λόγω διαφορετικών διαδρομών στο δίκτυο τα πακέτα που φθάνουν σε έναν κόμβο δεν

είναι όλα συγχρονισμένα με το τοπικό ρολόι. Έτσι το τμήμα εισόδου του κόμβου είναι αναγκασμένο να συγχρονίσει τα εισερχόμενα πακέτα και να τα ευθυγραμμίσει με τις χρονοθυρίδες μεταγωγής. Τα σύγχρονα δίκτυα μεταγωγής πακέτου όπως καταλαβαίνουμε είναι αρκετά πιο απλά στην υλοποίησή τους και ως προς τα ηλεκτρονικά τους, αλλά και ως προς τα οπτικά συστήματά τους.

Στα μη σύγχρονα δίκτυα ([Tanecovski00]) τα πακέτα έχουν μεταβλητό μήκος και η διαδικασία μεταγωγής μπορεί να συμβεί κάθε χρονική στιγμή. Για το λόγο αυτό δεν χρειάζεται ευθυγράμμιση των εισερχόμενων πακέτων στο τμήμα εισόδου του κόμβου.

2.1.2 Οπτικός ή ηλεκτρονικός έλεγχος

Η οπτική επικεφαλίδα περιέχει πληροφορίες για τη δρομολόγηση των πακέτων στο οπτικό δίκτυο. Όμως μέχρι σήμερα λόγω της έλλειψης γρήγορων και αξιόπιστων λύσεων στην οπτική επεξεργασία στο επίπεδο του bit, η χρήση ηλεκτρονικών για την επεξεργασία της επικεφαλίδας είναι επιβεβλημένη. Ο τελικός στόχος βέβαια παραμένει η καθαρά οπτική επεξεργασία και έχει γίνει μεγάλη πρόοδος τα τελευταία χρόνια σε πολλούς τομείς όπως η οπτική εναλλαγή επικεφαλίδων ([Blumenthal01]).

2.1.3 Οπτική επικεφαλίδα

Επικρατούν δυο τάσεις για την υλοποίηση της οπτικής επικεφαλίδας του πακέτου: Σειριακή και πολυπλεξία υποφερουσών συχνοτήτων.

Στην περίπτωση της σειριακής μετάδοσης η επικεφαλίδα μεταδίδεται σειριακά στο ίδιο μήκος κύματος με το ωφέλιμο φορτίο και αναγνωρίζεται και διαχωρίζεται από αυτό, μέσω του ειδικού χρόνου ασφαλείας (**guard band**) που υπάρχει ανάμεσά τους. Στην περίπτωση της πολυπλεξίας υποφερουσών συχνοτήτων (**subcarrier multiplexing**) η επικεφαλίδα τοποθετείται φασματικά λίγο υψηλότερα από το φασματικό περιεχόμενο του ωφέλιμου φορτίου και πολυπλέκεται σε κάποια υποφέρουσα συχνότητα. Αυτή η μέθοδος καθιστά πιο εύκολη διαδικασία την αναγνώριση της επικεφαλίδας από το ωφέλιμο φορτίο και

επομένως και το διαχωρισμό τους (ο διαχωρισμός επιτυγχάνεται και με παθητικά μέσα).

2.1.4 Στρατηγικές αποφυγής σύγκρουσης πακέτων

Όταν δυο ή περισσότερα πακέτα από διαφορετικές εισόδους/μήκη κύματος πρέπει να δρομολογηθούν στην ίδια έξοδο/μήκος κύματος, την ίδια χρονική στιγμή, τότε η κατάσταση αυτή ονομάζεται σύγκρουση πακέτων (**collision**). Στην περίπτωση αυτή ο μεταγωγέας πρέπει να βρει τρόπο να αντιμετωπίσει την κατάσταση. Η σύγκρουση των πακέτων είναι δυνατόν να αντιμετωπιστεί με τρεις τρόπους: με αλλαγή μήκους κύματος των πακέτων (χρησιμοποιώντας μετατροπείς μήκους κύματος), με χρονική καθυστέρηση των πακέτων (χρησιμοποιώντας ίνες καθυστέρησης) και με χωρική αλλαγή (χρησιμοποιώντας εναλλακτικές διαδρομές δρομολόγησης του πακέτου). Στη συνέχεια περιγράφουμε πώς πραγματοποιείται η αποφυγή των συγκρούσεων μέσω των μεθόδων που αναφέραμε προηγουμένως:

- Στην περίπτωση της αλλαγής μήκους κύματος, όταν έχουμε δυο ή περισσότερα πακέτα που προορίζονται για την ίδια έξοδο και μήκος κύματος, το μήκος κύματος όλων των πακέτων μετατρέπεται σε διαφορετικό, εκτός ενός πακέτου και έτσι επιλύεται η σύγκρουση. Η μέθοδος αυτή έχει μερικά πλεονεκτήματα γιατί δεν επηρεάζει την ποιότητα του σήματος και δεν εισάγει καθυστερήσεις. Για την μετατροπή χρειάζονται μετατροπείς μήκους κύματος οι οποίοι τοποθετούνται στην είσοδο ή την έξοδο του μεταγωγέα και μπορούν να είναι μεταβλητοί μετατροπείς ή σταθεροί.
- Στην περίπτωση της χρονικής καθυστέρησης, εισάγεται σε όλα τα πακέτα, που βρίσκονται σε σύγκρουση, πάλι εκτός ενός, χρονική καθυστέρηση μέσω ινών καθυστέρησης (**FDL**), και έτσι το πακέτο αυτό (στο οποίο δεν έχουμε εισάγει χρονική καθυστέρηση) μπορεί να δρομολογηθεί στην έξοδο. Στη συνέχεια η διαδικασία επαναλαμβάνεται για ένα ακόμα πακέτο μέχρι να εξαλειφθεί πλήρως η σύγκρουση. Η μέθοδος αυτή εισάγει όπως καταλαβαίνουμε καθυστερήσεις στη μετάδοση του πακέτου και πολλές φορές

επιηρεάζει και την ποιότητα του σήματος λόγω της ίνας καθυστέρησης.

- Στην περίπτωση χωρικής αλλαγής υπάρχει ένα αλγόριθμος που προσπαθεί να επιλύσει την σύγκρουση ανάμεσα στα πακέτα. Στη συνέχεια τα πακέτα που χάνουν από την επίλυση στέλνονται στον προορισμό τους μέσω εναλλακτικών διαδρομών, που σημαίνει ότι οδηγούνται σε διαφορετικές εξόδους από αυτές που αρχικά είχε ζητηθεί. Αυτό φυσικά σημαίνει ότι η διαδρομή που θα ακολουθήσει το πακέτο τώρα μπορεί να είναι μεγαλύτερη, να έχει καθυστερήσεις και να φτάσει στον προορισμό του εκτός σειράς. Φυσικά για να μπορέσουμε να εφαρμόσουμε τέτοιου τύπου επίλυση σύγκρουσης πακέτων θα πρέπει η τοπολογία του δικτύου να μας το επιτρέπει (να υπάρχουν δηλαδή εναλλακτικές διαδρομές).

2.1.5 Κατηγορίες οπτικών μεταγωγέων

Πολλές διαφορετικές αρχιτεκτονικές οπτικών μεταγωγέων έχουν προταθεί για δίκτυα μεταγωγής πακέτων. Κάθε αρχιτεκτονική έχει όπως είναι φυσικό, τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματά της. Στη συνέχεια περιγράφουμε εν συντομία τις κυριότερες κατηγορίες αρχιτεκτονικών μεταγωγέων για οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτου.

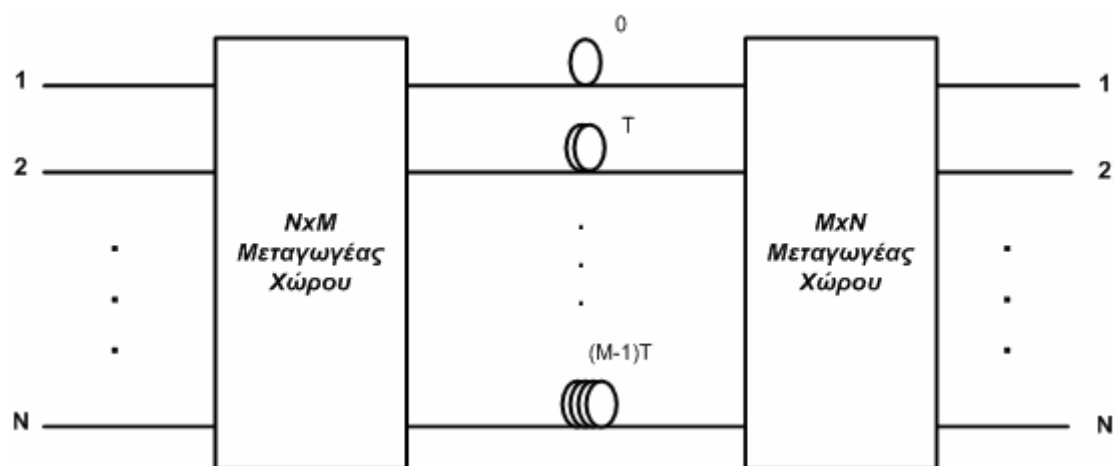
2.1.6 Αρχιτεκτονικές ενός/πολλών σταδίων

Οι οπτικοί μεταγωγείς μπορούν να αποτελούνται από ένα ή περισσότερα στάδια. Οι αρχιτεκτονικές ενός σταδίου συνήθως έχουν ένα μικρό αριθμό από εισόδους και εξόδους και μικρό αριθμό μνημών προσωρινής αποθήκευσης ([Hunter98], [Papadimitriou03]), αλλά είναι εύκολες στην υλοποίηση και τον έλεγχό τους. Για λόγους μείωσης κόστους και απόδοσης οι μεταγωγείς με μεγάλο αριθμό εισόδων εξόδων υλοποιούνται χρησιμοποιώντας πολλά στάδια, η κατασκευή των οποίων γίνεται με χρήση πολλών απλών μεταγωγέων ενός σταδίου. Στην περίπτωση των μεταγωγέων πολλών σταδίων, είναι υπαρκτή η πιθανότητα κάποιο από τα πακέτα να μην μπορεί να δρομολογηθεί στην επιθυμητή

έξοδο ακόμα και αν αυτή είναι ελεύθερη, επειδή δεν υπάρχουν διαθέσιμοι πόροι για τη δρομολόγηση μέσα στον ίδιο το μεταγωγέα. Η πιθανότητα αυτή ονομάζεται πιθανότητα φραγής του μετατροπέα και είναι ένα μέγεθος που τον χαρακτηρίζει.

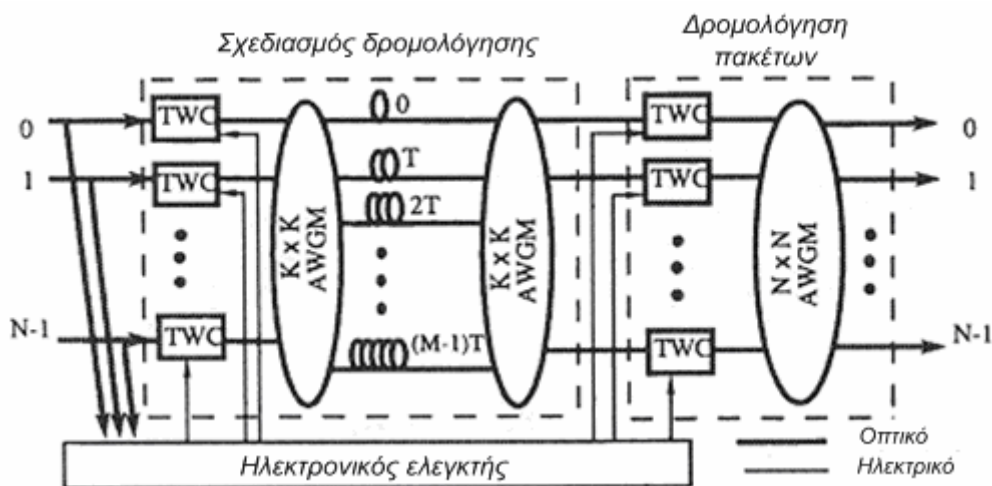
2.1.7 Μεταγωγείς χώρου/μήκους κύματος

Οι μεταγωγείς με δρομολόγηση χώρου βασίζονται σε έναν χωρίς πιθανότητα φραγής μεταγωγέα (**non-blocking switch**), όπως μεταγωγείς τύπου crossbar, οι οποίοι συνήθως υλοποιούνται με χρήση SOA's. Ένας μεταγωγέας με χωρική δρομολόγηση φαίνεται στο Σχήμα 2.



Σχήμα 2. Μεταγωγέας με χωρική δρομολόγηση ([Hass93]).

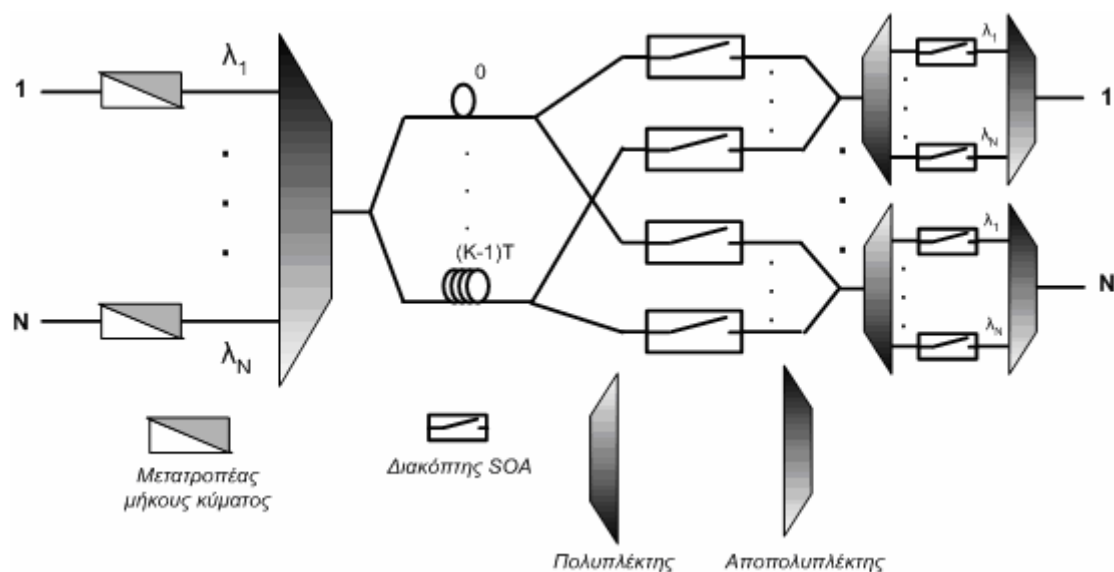
Αντίθετα ένας μεταγωγέας με δρομολόγηση μήκους κύματος ([Chia01]), συνήθως βασίζεται σε AWG's (**Arrayed Waveguide Grating**), ([McGreer98]) τα οποία εκτελούν τη δρομολόγηση των εισερχομένων μηκών κύματος στις εξόδους (ανάλογα με το μήκος κύματος του πακέτου και τη θύρα εισόδου). Ένας μεταγωγέας με δρομολόγηση μήκους κύματος φαίνεται στο Σχήμα 3.



Σχήμα 3. Οπτικός μεταγωγέας με δρομολόγηση μήκους κύματος ([Zhong98]).

2.1.8 Μεταγωγείς ευρείας εκπομπής και επιλογής

Οι μεταγωγείς πακέτου τύπου ευρείας εκπομπής και επιλογής (broadcast and select), ([Li01]) συνήθως υλοποιούνται με ένα παθητικό WDM αστέρα. Αν και η υλοποίησή τους είναι σχετικά εύκολη το πρόβλημα αυτής της αρχιτεκτονικής είναι οι υψηλές απώλειες διαίρεσης του σήματος και γι' αυτό δεν μπορούμε να έχουμε υψηλό αριθμό εισόδων και εξόδων. Ένας μεταγωγέας ευρείας εκπομπής και επιλογής φαίνεται στο Σχήμα 4.



Σχήμα 4. Μεταγωγέας ευρείας εκπομπής και επιλογής ([Chiaroni95]).

Αξίζει να σημειώσουμε ότι σε αρχιτεκτονικές πολλών σταδίων είναι δυνατόν να χρησιμοποιήσουμε συνδυασμό και των τριών τεχνολογιών (μεταγωγείς χώρου, μήκους κύματος και ευρείας εκπομπής και επιλογής) που αναφέραμε προηγουμένως.

2.1.9 Μεταγωγείς με προσωρινές μνήμες με ή χωρίς ανάδραση

Σε ένα μεταγωγέα με ενδιάμεσες μνήμες χωρίς ανάδραση τα πακέτα αποθηκεύονται προσωρινά μόνο μια φορά. Έτσι όταν το πακέτο εξέλθει από την προσωρινή μνήμη, τότε δρομολογείται στην έξοδο και φεύγει από το μεταγωγέα. Στην περίπτωση που ο μεταγωγέας διαθέτει ενδιάμεση μνήμη με ανάδραση, τότε το πακέτο μπορεί να αποθηκευτεί προσωρινά σε αυτή αρκετές φορές, αν εξακολουθεί να υπάρχει σύγκρουση στην επιθυμητή έξοδο. Το πλεονέκτημα του μεταγωγέα με ενδιάμεση μνήμη με ανάδραση είναι ότι μπορεί να υποστηρίξει διαφορετικές προτεραιότητες για τη δρομολόγηση των πακέτων. Αυτό επιτυγχάνεται με την επανατοποθέτηση ενός πακέτου χαμηλής προτεραιότητας ξανά μέσα στην ενδιάμεση μνήμη, αν κατά την έξοδο του υπάρχει άλλο πακέτο με υψηλότερη προτεραιότητα το οποίο πρέπει να δρομολογηθεί στην ίδια έξοδο. Έτσι το πακέτο με την υψηλή προτεραιότητα δρομολογείται χωρίς καθυστέρηση ενώ το πακέτο με την χαμηλή προτεραιότητα εισέρχεται πάλι στην ενδιάμεση μνήμη.

3. Γενική περιγραφή δικτύου με οπτική μεταγωγή πακέτου χωρίς ενδιάμεσες μνήμες

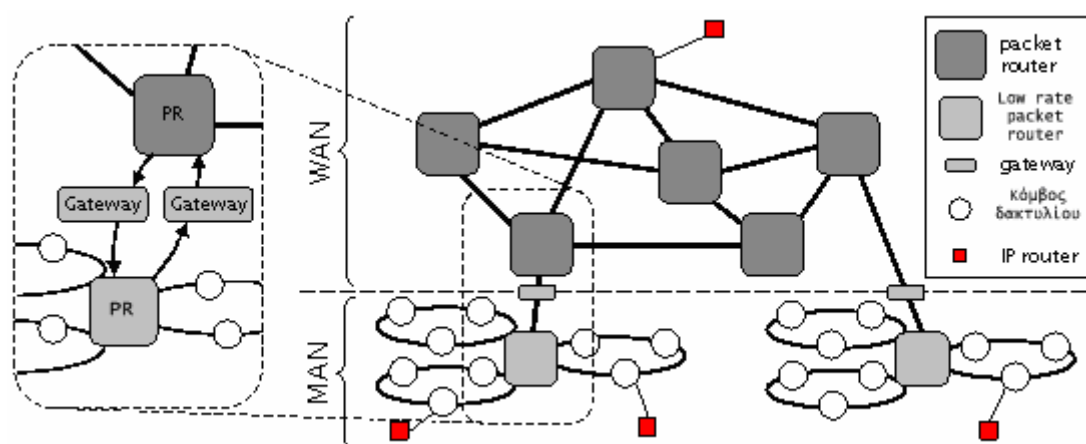
3.1 Γενικά

Στα πλαίσια της διδακτορικής διατριβής μελετήσαμε ένα οπτικό δίκτυο μεταγωγής πακέτου που προτάθηκε στα πλαίσια του ευρωπαϊκού προγράμματος DAVID και αποτελείται από δυο τμήματα. Το ένα είναι το μητροπολιτικό τμήμα (δίκτυο MAN) και το άλλο το δίκτυο κορμού (δίκτυο WAN). Και τα δυο τμήματα του δικτύου λειτουργούν σε κατάσταση μεταγωγής πακέτου και γίνεται προσπάθεια να έχουμε όσο το δυνατόν πιο αποτελεσματική διαχείριση του εύρους ζώνης και της προσφερόμενης χωρητικότητας, έτσι ώστε να μειωθεί το κόστος των χρηστών

του δικτύου. Στη συνέχεια περιγράφουμε την γενική αρχιτεκτονική του δικτύου και τον τρόπο λειτουργίας του.

3.2 Η δομή του δικτύου και τα μέρη που το αποτελούν

Η γενική μορφή του δικτύου που μελετήθηκε στο πρόγραμμα DAVID φαίνεται στο Σχήμα 5.



Σχήμα 5. Γενική μορφή του δικτύου του προγράμματος DAVID

Όπως είπαμε και προηγουμένως το δίκτυο αποτελείται από δυο τμήματα το MAN και το WAN. Το μητροπολιτικό τμήμα αποτελείται από οπτικούς δακτύλιους μεταγωγής πακέτων τα οποία επικοινωνούν μεταξύ τους μέσω ενός τοπικού μεταγωγέα ή αλλιώς χαμηλού ρυθμού οπτικό δρομολογητή πακέτων (**L.R.OPR**). Το L.R. OPR, δίνει επιπλέον πρόσβαση και στο WAN μέσω του Gateway.

Το τμήμα του WAN αποτελείται από οπτικούς δρομολογητές πακέτων, οι οποίοι συνδέονται μέσω ενός δικτύου σε αρχιτεκτονική πλέγματος. Τα δυο αυτά τμήματα αποτελούν ένα τηλεπικοινωνιακό δίκτυο μεταγωγής πακέτου το οποίο μπορεί να μεταφέρει διάφορα είδη κίνησης, καθώς και κίνηση IP.

3.2.1 Περιγραφή του Μητροπολιτικού δικτύου (MAN)

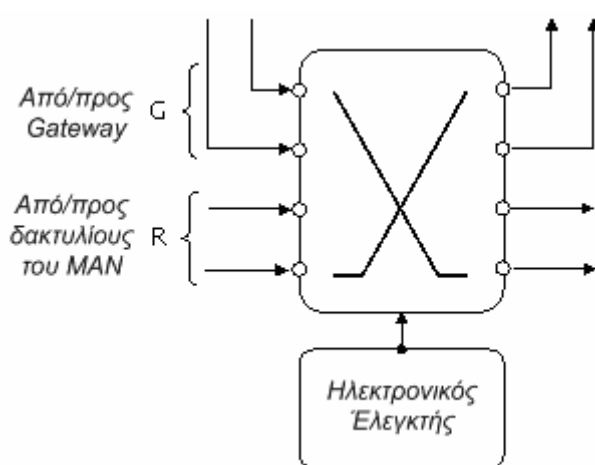
Ο δακτύλιος του MAN δικτύου αποτελείται από μια ή περισσότερες ίνες οι οποίες μεταφέρουν πολλά μήκη κύματος. Τα μήκη κύματος αυτά χρησιμοποιούνται για να μεταφέρουν τα οπτικά πακέτα τα οποία έχουν καθορισμένο μέγεθος στο χρόνο (χρονοθυρίδα). Το κάθε πακέτο αποτελείται από την επικεφαλίδα και το ωφέλιμο φορτίο. Η λειτουργία του δακτυλίου βασίζεται στην τεχνολογία διαίρεσης χρόνου (TDMA) και μήκους κύματος (WDMA).

Ο κάθε κόμβος του δακτυλίου είναι υπεύθυνος για την τοποθέτηση των οπτικών πακέτων μέσα στο δίκτυο. Η απόφαση για τη σωστή χρονική στιγμή τοποθέτησης των πακέτων γίνεται με τη βοήθεια ενός πρωτοκόλλου που ονομάζεται MAC (**Medium Access Control protocol**) και το οποίο αποφασίζει σε ποια χρονοθυρίδα και ποιο μήκος κύματος θα τοποθετηθεί το κάθε πακέτο. Η χρήση του πρωτοκόλλου αυτού μας επιτρέπει να μειώσουμε τη χρήση προσωρινών μνημών (**buffers**) για την αποθήκευση των πακέτων, μέσα στο δίκτυο. Έτσι πακέτα που ταξιδεύουν ανάμεσα σε δύο κόμβους μέσα στον ίδιο δακτύλιο δεν χρειάζονται ενδιάμεση αποθήκευση και το ίδιο ακριβώς συμβαίνει και για πακέτα που ταξιδεύουν ανάμεσα σε κόμβους που βρίσκονται σε διαφορετικούς δακτύλιους αλλά αυτοί συνδέονται μεταξύ τους με το L.R. OPR. Αυτό σημαίνει ότι το πρωτόκολλο MAC είναι υπεύθυνο να επιλύσει οποιαδήποτε σύγκρουση πακέτων υπάρξει μέσα στο δίκτυο. Με αυτό τον τρόπο οι περισσότερες μνήμες προσωρινής αποθήκευσης μετατοπίζονται στις άκρες του δικτύου (δηλαδή στους κόμβους). Έτσι υπάρχουν προσωρινές μνήμες για τα πακέτα στους κόμβους, καθώς αυτά περιμένουν να βρεθεί ελεύθερη χρονοθυρίδα για να τοποθετηθούν στο δίκτυο, αλλά μετά από αυτό, μέσα στο MAN δίκτυο δεν πραγματοποιείται πουθενά προσωρινή αποθήκευσή τους.

Η μορφή των πακέτων που θα τοποθετηθεί στους κόμβους ενός δακτυλίου είναι πακέτα IP, τα οποία είτε προέρχονται από τους Δρομολογητές IP, ή από οποιαδήποτε άλλη πηγή της οποίας η κίνηση μπορεί να μετατραπεί σε οπτικά πακέτα. Η εισερχόμενη IP κίνηση θα πρέπει να επεξεργαστεί και να μετατραπεί σε οπτικά πακέτα. Η επεξεργασία αυτή περιλαμβάνει κατάτμηση των πακέτων σε τμήματα ίσα με αυτά του ωφέλιμου φορτίου των οπτικών πακέτων (στην

περίπτωση που αυτά είναι μεγαλύτερα από το ωφέλιμο φορτίο) και τη δημιουργία της οπτικής επικεφαλίδας. Στη συνέχεια, όταν το MAC πρωτόκολλο το επιτρέψει, το πακέτο θα εισέλθει στο δίκτυο σε κάποια ελεύθερη χρονοθυρίδα.

Το L.R. OPR του Μητροπολιτικού δικτύου είναι ο συνδυαστικός κρίκος ανάμεσα στους δακτύλιους του MAN και του WAN δικτύου, αφού συνδέεται με κάποιον οπτικό δρομολογητή πακέτων μέσω του Gateway. Η χωρητικότητά του φτάνει τα 1.28Tb/s. Μια γενική περιγραφή των λειτουργιών του L.R. OPR φαίνεται στο Σχήμα 6.



Σχήμα 6. Γενική περιγραφή του HUB

Για τη σύνδεση του L.R. OPR με το WAN υπάρχουν G εισοδοί και G έξοδοι προς το Gateway. Υπάρχουν και R εισοδοί/έξοδοι οι οποίοι συνδέουν το L.R. OPR με τους οπτικούς δακτύλιους του Μητροπολιτικού δικτύου. Σημειώνουμε ότι το L.R. OPR εκτελεί μόνο δρομολόγηση χώρου και μετατροπές μήκους κύματος και δε χρησιμοποιεί καθόλου προσωρινές μνήμες.

Όμως στην περίπτωση που κάποια πακέτα πρέπει να μετακινηθούν από το MAN στο WAN, τότε είναι αναγκαία η επίλυση συγκρούσεων στο πεδίο του χρόνου με χρήση προσωρινών μνημών. Για αυτό το σκοπό οπτικές μνήμες (**FDL**), ή ηλεκτρονικές είναι παρούσες στο Gateway. Το Gateway συμμετέχει και στο MAC πρωτόκολλο, αφού οι συνδέσεις από και προς το L.R. OPR αντιμετωπίζονται σαν άλλος ένας δακτύλιος. Εκτός από την επίλυση των συγκρούσεων στο πεδίο του

χρόνου το Gateway είναι υπεύθυνο για τη μετατροπή της μορφής των πακέτων από αυτή που έχουν όταν είναι στο MAN σε αυτή που πρέπει να έχουν όταν θα πάνε στο WAN και αντιστρόφως (κυρίως αλλαγές που αφορούν τις επικεφαλίδες των πακέτων).

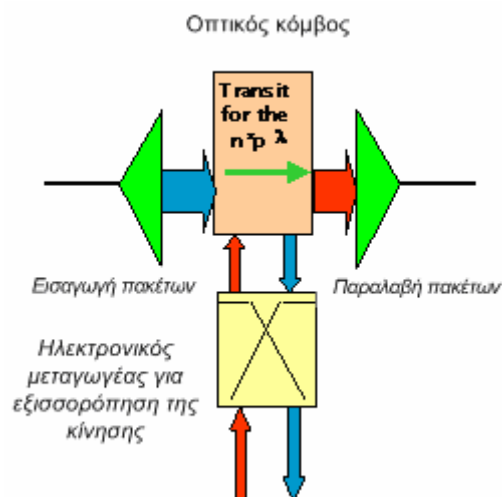
3.2.2 Γενική περιγραφή του οπτικού κόμβου του δικτύου

Οι κόμβοι που περιλαμβάνει το δίκτυο μας, έχουν δυνατότητα να χειριστούν τηλεπικοινωνιακή κίνηση 80Gb/s και δυνατότητα το κάθε μήκος κύματος που εισέρχεται σε αυτούς να έχει ρυθμό 10Gb/s. Ο κάθε κόμβος αποτελείται από δύο μέρη: Ένα οπτικό κομμάτι και ένα ηλεκτρονικό κομμάτι. Ο σκοπός αυτού του διαχωρισμού είναι να μπορέσουμε να εκμεταλλευτούμε τη δυνατότητα των οπτικών να διαχειρίζονται μεγάλο εύρος ζώνης και ρυθμούς μετάδοσης και ταυτόχρονα να επωφεληθούμε από την ωριμότητα της ηλεκτρονικής τεχνολογίας στο να επεξεργάζεται σήματα. Ο τελικός μας σκοπός είναι η αποτελεσματικότερη διαχείριση της κίνησης και η με αυτόν τον τρόπο μείωση του κόστους του δικτύου.

Στο οπτικό τμήμα του κόμβου πραγματοποιείται η μεταγωγή των πακέτων στο επίπεδο μπάντας, ενώ η μεταγωγή είναι απαγορευμένη για τη διερχόμενη κίνηση (**transit traffic**). Με αυτόν τον τρόπο διατηρούμε τη δομή του κόμβου αρκετά απλή αφού θέλουμε να πραγματοποιεί πολύ απλές λειτουργίες όπως διαγραφή/επιλογή για τη διερχόμενη κίνηση, ενώ χρειάζεται μόνο η λειτουργία της εισαγωγής (**add packets**) και παραλαβής πακέτων (**drop packets**) για την υπόλοιπη κίνηση. Ο ρυθμός με τον οποίο γίνεται η επεξεργασία είναι αυτή του ρυθμού μετάδοσης των δεδομένων, ενώ η επίλυση της σύγκρουσης γίνεται στον ηλεκτρονικό ελεγκτή στη συνέχεια, με χρήση προσωρινών μνημών.

Το ηλεκτρονικό τμήμα του κόμβου εκτελεί λειτουργίες που αφορούν το δίκτυο συνολικά, αλλά και τις λειτουργίες παραλαβής και εισαγωγής πακέτων στο δίκτυο. Για αυτό το σκοπό υπάρχουν ηλεκτρονικά που λειτουργούν σε μικρότερο ρυθμό από αυτά της μετάδοσης δεδομένων και χρησιμοποιούνται για να μεταγουν τον κόμβο σε κάποιο μήκος κύματος μέσα σε μια συγκεκριμένη μπάντα. Ακόμα τα ηλεκτρονικά είναι υπεύθυνα για την προσαρμογή του ρυθμού μετάδοσης καθώς και την ομαδοποίηση των πακέτων που έχουν τον ίδιο προορισμό και άλλες

απαραίτητες λειτουργίες του κόμβου για τη μετάδοση των πακέτων. Η γενική μορφή του κόμβου φαίνεται στο Σχήμα 7.



Σχήμα 7. Γενική μορφή οπτικού κόμβου στο προτεινόμενο δίκτυο

Για την υλοποίηση των κόμβων του δικτύου αυτού, προτάθηκαν δυο αρχιτεκτονικές. Οι αρχιτεκτονικές αυτές ονομάζονται Τύπου I και Τύπου II και θα περιγραφούν αναλυτικά στο Κεφάλαιο 2. Γενικά μπορούμε να πούμε ότι η αρχιτεκτονική Τύπου I είναι η απλούστερη αρχιτεκτονική που μπορεί να υπάρξει και βασίζεται σε πολύ απλές οπτικές συσκευές. Η αρχιτεκτονική Τύπου II είναι πιο σύνθετη αρχιτεκτονική και έχει τη δυνατότητα να εκτελεί πιο πολύπλοκες λειτουργίες όπως τη διαγραφή των πακέτων που δε χρειάζονται πλέον στο δίκτυο, αφού διαβαστούν από τον κόμβο. Οι αρχιτεκτονικές αυτές θα μελετηθούν ως προς την απόδοσή τους, και κριτήριο για αυτή τη συγκριτική μελέτη θα είναι ο αριθμός των κόμβων που μπορούμε να έχουμε σε ένα οπτικό δακτύλιο (σαν αυτόν που περιγράψαμε προηγουμένως) καθώς και η ποιότητα του σήματος που επιτυγχάνουν.

4. Πολυκυματική επικεφαλίδα

Η μετάδοση της επικεφαλίδας (**header**) των πακέτων είναι ένα από τα σημαντικά ζητήματα που έχει να αντιμετωπίσει κανείς στα δίκτυα οπτικής

μεταγωγής πακέτου. Και αυτό γιατί η οπτική τεχνολογία δεν είναι ακόμα τόσο ώριμη, όσο η ηλεκτρονική, στην επεξεργασία σήματος. Έτσι για την οπτική επικεφαλίδα αντιμετωπίζουμε δυσκολίες τόσο στο διαχωρισμό της από το υπόλοιπο πακέτο, όσο και στην απόκτηση της πληροφορίας που αυτή περιέχει. Για να μπορέσουμε να ξεπεράσουμε τα προβλήματα αυτά, απαιτούμε από την επικεφαλίδα των οπτικών πακέτων να έχει όσο το δυνατό μικρότερη χρονική διάρκεια, όσο το δυνατό λιγότερα λάθη και φυσικά να περιέχει μεγάλη ποσότητα πληροφορίας.

Τέλος ένα από τα σημαντικότερα ζητήματα που έχουν να κάνουν με την επικεφαλίδα είναι ο διαχωρισμός της από το ωφέλιμο φορτίο του πακέτου. Ο διαχωρισμός αυτός είναι δύσκολος ειδικά στο οπτικό επίπεδο. Στην περίπτωση που η επικεφαλίδα είναι στο ίδιο μήκος κύματος με το ωφέλιμο φορτίο, τότε ο μόνος τρόπος για να διαχωριστεί από αυτό είναι μέσω του χρόνου ασφαλείας που υπάρχει ανάμεσά τους. Η μέθοδος αυτή όμως χρειάζεται καλό συγχρονισμό και μεγάλη ακρίβεια στα οπτικά που θα την εκτελέσουν. Η άλλη περίπτωση είναι η τοποθέτηση της επικεφαλίδας σε διαφορετική υποφέρουσα συχνότητα (**Subcarrier**) ή και διαφορετικό μήκος κύματος. Στην περίπτωση αυτή ο διαχωρισμός της από το ωφέλιμο φορτίο γίνεται αρκετά ευκολότερα μέσω παθητικών στοιχείων, όπως αποπολυπλεκτών ή φίλτρων.

Από τη στιγμή που η επικεφαλίδα του πακέτου θα διαχωριστεί από το πακέτο θα πρέπει να αποκτήσουμε την πληροφορία που αυτή περιέχει. Για να το επιτύχουμε αυτό πρέπει η επικεφαλίδα να υποστεί την ανάλογη επεξεργασία. Όμως όπως έχουμε πει με την υπάρχουσα οπτική τεχνολογία η επεξεργασία σήματος ειδικά στο επίπεδο bit είναι αρκετά δύσκολη. Για να μπορέσουμε να επεξεργαστούμε την επικεφαλίδα είμαστε υποχρεωμένοι να χρησιμοποιήσουμε ηλεκτρονικά μέσα. Έτσι η επικεφαλίδα υφίσταται οπτικοηλεκτρονική μετατροπή και γίνεται η ανάγνωσή της από τα απαραίτητα ηλεκτρονικά, ενώ στη συνέχεια η καινούργια επικεφαλίδα προστίθεται και πάλι στο πακέτο με οπτικό τρόπο. Σημειώνουμε ότι στη διάρκεια όλης αυτή της διαδικασίας το ωφέλιμο φορτίο του πακέτου παραμένει στο οπτικό επίπεδο. Λόγω όμως της επεξεργασίας της επικεφαλίδας με ηλεκτρονικά μέσα είμαστε υποχρεωμένοι να χρησιμοποιούμε

μικρότερο ρυθμό μετάδοσης για να μπορούν οι ηλεκτρονικές συσκευές να την επεξεργαστούν.

Στα πλαίσια της διδακτορική διατριβή μελετάμε την περίπτωση της οπτική επικεφαλίδας η οποία αποτελείται από ένα σύνολο από μήκη κύματος διαφορετικά από αυτό που χρησιμοποιούμε για το ωφέλιμο φορτίο του πακέτου και βασίζεται στην Μιαδική λογική. Στην επικεφαλίδα αυτή, σε κάθε χρονοθυρίδα εκπέμπεται ένα μήκος κύματος από ένα σύνολο προκαθορισμένων από πριν μηκών. Με αυτό τον τρόπο μπορούμε αρκετά εύκολα να διαχωρίσουμε με παθητικά μέσα (κατάλληλο φίλτρο η αποπολυπλέκτη μπάντας) την επικεφαλίδα από το ωφέλιμο φορτίο αφού τα μήκη κύματος που χρησιμοποιούνται είναι εκ των προτέρων γνωστά. Ακόμα λόγω της ορθογωνιότητας που έχουν οι διαφορετικές επικεφαλίδες μεταξύ τους, η πιθανότητα σφάλματος μικραίνει πάρα πολύ, όσο αυξάνεται ο αριθμός μηκών κύματος που χρησιμοποιούμε σε αυτή. Τέλος λόγω της χρήσης περισσότερων συμβόλων από τα δυαδικά 1 και 0, ο γνωστός δυαδικός ρυθμός μετάδοσης της επικεφαλίδας είναι αρκετά μεγαλύτερος από το ρυθμό συμβόλων που εκπέμπουμε. Με την επικεφαλίδα αυτή προσπαθούμε να δώσουμε λύση στα προβλήματα που αναφέραμε προηγουμένως και αντιμετωπίζονται στα δίκτυα μεταγωγής πακέτου, έχοντας ως τίμημα το μεγαλύτερο εύρος ζώνης που απαιτείται από αυτή.

5. Δομή του διδακτορικού

Η διδακτορική διατριβή αποτελείται από δυο μέρη. Στο πρώτο πραγματοποιείται μια συγκριτική μελέτη ανάμεσα σε δυο αρχιτεκτονικές κόμβων για το προτεινόμενο δίκτυο οπτικής μεταγωγής πακέτου χωρίς ενδιάμεσες μνήμες και στο δεύτερο μέρος γίνεται μελέτη των ιδιοτήτων και της απόδοσης της πολυκυματικής επικεφαλίδας που αναλύσαμε προηγουμένως. Η δομή της διατριβής αναλυτικά είναι η ακόλουθη:

Στο **δεύτερο κεφάλαιο** παρουσιάζεται αναλυτικά η αρχιτεκτονική του δικτύου οπτικών ινών χωρίς ενδιάμεσες μνήμες που προτάθηκε από το ευρωπαϊκό πρόγραμμα DAVID και είναι κατάλληλο για Μητροπολιτική χρήση. Το δίκτυο

βασίζεται σε τοπολογία αστέρα με κεντρικό δρομολογητή πακέτων και περιφερειακά δίκτυα σε αρχιτεκτονική δακτυλίου. Στο ίδιο κεφάλαιο παρουσιάζονται και δυο προτεινόμενες αρχιτεκτονικές για τους κόμβους των δακτυλίων καθώς και μια περιγραφή των κυριότερων οπτικών συσκευών που χρησιμοποιούν στη λειτουργία τους.

Στο **τρίτο κεφάλαιο** παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της συγκριτικής μελέτης των δυο αρχιτεκτονικών κόμβων που αναλύθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Η συγκριτική μελέτη πραγματοποιήθηκε με τη βοήθεια αναλυτικών μοντέλων, αλλά και εμπορικά διαθέσιμου εξομοιωτή, στον οποίο μελετήθηκε ολόκληρο το Μητροπολιτικό δίκτυο οπτικής μεταγωγής πακέτου. Από τη μελέτη εξάγονται συμπεράσματα για τον αριθμό των κόμβων που μπορούν να τοποθετηθούν στο δίκτυο, χρησιμοποιώντας τη μια ή την άλλη αρχιτεκτονική, καθώς και κατά πόσο αυτές επηρεάζονται από διάφορες φυσικές ατέλειες του μέσου διάδοσης και των οπτικών συσκευών, όπως είναι η διασπορά και τα μη γραμμικά φαινόμενα.

Στο **τέταρτο κεφάλαιο** έχουμε την περιγραφή της Πολυκυματικής διαμόρφωσης σήματος η οποία είναι κατάλληλη για την μετάδοση της επικεφαλίδας πακέτου και βασίζεται στη Μιαδική λογική. Στο κεφάλαιο αυτό υπολογίζεται με μαθηματικό τρόπο η πιθανότητα σφάλματος της διαμόρφωσης αυτής, αλλά και ολόκληρης της επικεφαλίδας του πακέτου.

Στο **πέμπτο κεφάλαιο** έχουμε τη μελέτη της επίδραση στην Πολυκυματική επικεφαλίδα, της διασποράς και των μη γραμμικών φαινομένων της οπτικής ίνας. Για τη μελέτη της διασποράς γίνεται χρήση αναλυτικού μοντέλου αλλά και του εμπορικά διαθέσιμου εξομοιωτή, ενώ για τη μελέτη των μη γραμμικών φαινομένων γίνεται χρήση αναλυτικού μοντέλου.

Στο **έκτο κεφάλαιο** γίνεται μια συγκριτική μελέτη της Πολυκυματικής επικεφαλίδας με άλλα συστήματα μετάδοσης, όπως το κλασικό δυαδικό σύστημα, αλλά και άλλα συστήματα που βασίζονται και αυτά στην Μιαδική λογική.

6. Βιβλιογραφία

[Almstrom96] E. Almstrom et al., "Experimental and analytical evaluation of packaged 4x4 InGaAsP/InP semiconductor optical amplifier gate switch matrices for optical networks", IEEE Journal of Lightwave Technology, vol.14, pp.996-1004, June 1996.

[Blumenthal01] D.J. Blumenthal, "Photonic packet switching and optical label swapping", Optical Networks Magazine, vol.2, n.6, pp.54-65, 2001.

[Chia01] M.C. Chia, D.K. Hunter et al., "Packet loss and delay performance of feedback and feedforward arrayed-waveguide gratings based optical packet switches with WDM inputs-outputs", IEEE Journal of Lightwave Technology, vol.19, n.9, pp.1241-1253, 2001.

[Chiaroni93] D. Chiaroni, P. Gavignet-Mortin, A. Jourdan, "Theoretical feasibility analysis of a 256x256 ATM optical switch for broadband applications", Proc. ECOC'93, pp.485-488, 1993.

[Chiaroni95] D. Chiaroni et al., "A novel photonic architecture for high capacity ATM switching applications", Proc. Photonic Switching, pp.2H2, 1992.

[Danielsen97] S.L. Danielsen et al., "WDM packet switch architectures and analysis of the influence of tunable wavelength converters on performance", IEEE Journal of Lightwave Technology, vol.15, pp.219-227, February 1997.

[Fortenberry93] R.M. Fortenberry, Y. Cai, R.S. Tucker, "Optically Transparent Nodes for Photonic Packet-Switched Ring Networks", Electronic Letters, vol.29, pp.417-418, February 1993.

[Glance93] B.S. Glance et al., "New advances on optical components needed for FDM optical networks", IEEE Journal of Lightwave Technology, vol.11, pp.882-889, May/June 1993.

[Guillemot98] C. Guillemot et al., "Transparent optical packet switching: The European ACTS KEOPS project approach", IEEE Journal of Lightwave Technology vol.16, n.12, pp.1818-1833, December 1998.

[Hass93] Z. Hass, "The staggering switch: An electronically controlled optical packet switch", IEEE Journal of Lightwave Technology, vol.11, pp.925-936, May/June 1993.

[Hunter98] D.K. Hunter, M.C. Chia, I. Andonovic, "Buffering in optical packet switches", *Journal of Lighthwave Technology*, vol.16, n.12, pp.2081-1094, 1998.

[Kalman92] R.F. Kalman, L.C. Kazovsky, J.W. Goodman, "Space division switches based on semiconductor optical amplifiers", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.4, pp. 1048-1051, September 1992.

[Li01] B. Li, Y. Qin, X. Cao K.M. Sivalingam, "Photonic packet switching: Architecture and performance", *Optical Networks Magazine*, vol.2, n.1, pp.27-39, 2001.

[Masetti95] F. Masetti et al., "ATMOS (ATM optical switching): Results and conclusions of the RACE R2039 project", *Proc. ECOC'95*, pp.645-652, 1995.

[Masetti96] F. Masetti et al., "High speed high capacity ATM optical switches for future telecommunications transport networks", *IEEE J. Selected Areas on Communications*, vol.14, pp.979-998, 1996.

[McGreer98] K.A McGreer, "Arrayed waveguide gratings for wavelength routing, *IEEE Communications Magazine*, vol.36, n.12, pp.62-68, 1998.

[Papadimitriou03] G.I. Papadimitriou, C. Papazoglou, A.S. Pompotsis, "Optical switching: Switch fabrics, techniques and architectures", *Journal of Lighthwave Technology*, vol.21, n.2, pp.384-405, 2003.

[Renaud97] M. Renaud et al., "Network and system concepts for optical packet switching", *IEEE Communications Magazine*, April 1997.

[Seo96] S.W. Seo, K. Bergman, P.R. Prucnal, "Transparent optical networks with time-division multiplexing", *IEEE Journal of Selected Areas of Communications*, vol.14, pp.1039-1051, 1996.

[SpecialIEEE93] Special Issue on Broad-Band Optical Networks, *IEEE Journal of Lighthwave Technology*, vol.11, n.5/6, May/June 1993.

[SpecialIEEE96] Special Issue on Multiwavelength Optical Technology and Networks, *IEEE Journal of Lightwave Technology* vol.14, n.6, June 1996.

[Spring93] J. Spring, R.M. Fortenberry, R.S. Tucker, "Photonic Header Replacement for Packet switching", *Electronics Letters*, vol.29, pp.1523-1524, August 1993.

[Talneau97] A. Talneau et al., "Accurate wavelength spacing and fast switching in a four channel integrated source emitting at 1.55mm", ECIO'97, Paper EWE3, Stockholm, April 1997.

[Tancevski00] L. Tancevski, et al., "Optical routing of asynchronous variable length packets", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.18, n.10, pp.2084-2093, October 2000.

[Tucker95] R.S. Tucker, "Photonic packet switching" OFC'95, Tutorial, pp.4-28, February 1995.

[Zhong98] W.D. Zhong R.S. Tucker. "A wavelength-routing based photonic packet buffer and its application in photonic packet switching systems", IEEE Journal of Lighthwave Technology vol.16, n.10, pp.1737-1745, 1998.

Κεφάλαιο 2: Συγκριτική μελέτη απόδοσης φυσικού στρώματος για δυο διαφορετικές αρχιτεκτονικές Μητροπολιτικού δικτύου: Περιγραφή του δικτύου

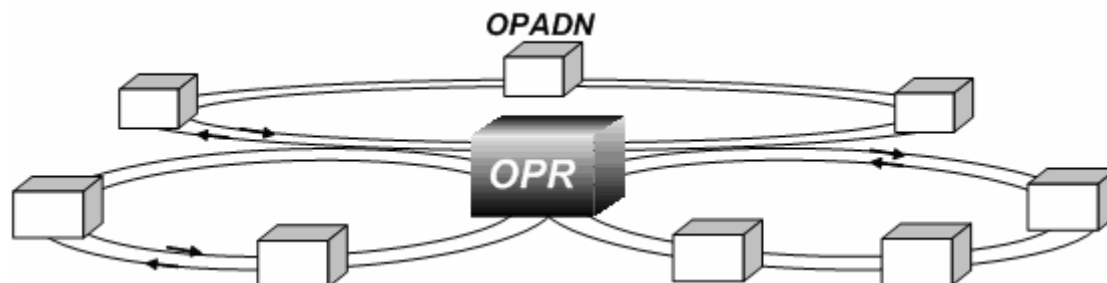
1. Εισαγωγή

Η βασική απαίτηση των σχεδιαστών Μητροπολιτικών δικτύων είναι να μπορούν να αντιμετωπίσουν την τωρινή αλλά και μελλοντική τηλεπικοινωνιακή κίνηση. Για να το επιτύχουν αυτό πρέπει να συνδυάσουν οικονομικές λύσεις που να επιτρέπουν την εύκολη αναβάθμιση της χωρητικότητας του δικτύου, αλλά ταυτόχρονα να έχουν και το μέγιστο βαθμό χρησιμοποίησης όλων των διαθέσιμων πόρων του μέχρι αυτή τη στιγμή. Η καλύτερη λύση που συνδυάζει τις προηγούμενες απαιτήσεις είναι η οπτική τεχνολογία που παρέχει αξιοπιστία κατά την μετάδοση, αλλά και πολύ μεγάλη χωρητικότητα σε σχέση με τις υπάρχουσες τεχνολογίες. Αν και αρχικά η οπτική τεχνολογία χρησιμοποιούνταν μόνο για μεταγωγή κυκλώματος, τα τελευταία χρόνια έχει ξεκινήσει προσπάθεια να μεταβούμε στην τεχνολογία μεταγωγής πακέτου η οποία πέρα από τα πλεονεκτήματα που έχει, παρέχει και πολλές δυνατότητες για αύξηση της χωρητικότητας του δικτύου. Στα πλαίσια αυτής της προσπάθειας στο κεφάλαιο αυτό θα περιγράψουμε την αρχιτεκτονική ενός Μητροπολιτικού δικτύου το οποίο βασίζεται στην οπτική μεταγωγή πακέτου και θα συγκρίνουμε δυο διαφορετικές υλοποιήσεις για τους κόμβους του δικτύου: Τον απλούστερο οπτικό κόμβο που μπορούμε να υλοποιήσουμε για μεταγωγή πακέτου και έναν ποιο εξελιγμένο κόμβο με επιπλέον δυνατότητες, όπως της διαγραφής πακέτων από το δίκτυο.

2. Περιγραφή δικτύου

Ένα οπτικό Μητροπολιτικό δίκτυο με τεχνολογία μεταγωγής πακέτου, αποτελείται από έναν οπτικό δρομολογητή πακέτων (**Optical Packet Router, OPR**), ο οποίος συνδέει μεταξύ τους, τους δακτυλίους που αποτελούν και ουσιαστικά το δίκτυο. Σε κάθε δακτύλιο υπάρχουν οπτικοί κόμβοι, οι οποίοι αναλαμβάνουν να παραλάβουν τα εισερχόμενα πακέτα και να εισάγουν στο δίκτυο

τα εξερχόμενα πακέτα των χρηστών. Μπλοκ διάγραμμα του οπτικού Μητροπολιτικού δικτύου που περιγράφουμε φαίνεται στο Σχήμα 1.



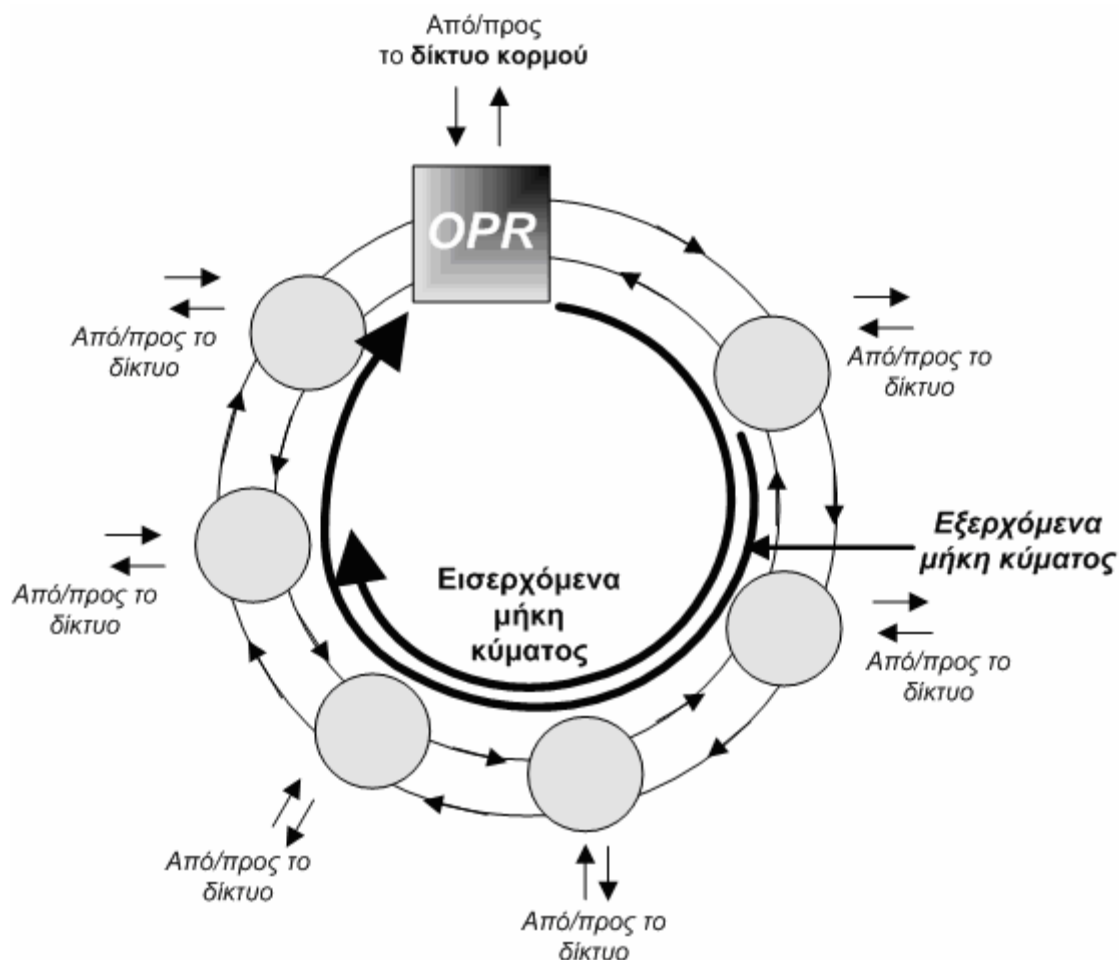
Σχήμα 1. Μπλοκ διάγραμμα Μητροπολιτικού δικτύου με τρεις δακτυλίους και Οπτικό δρομολογητή πακέτων (OPR). Σε κάθε δακτύλιο διακρίνονται και οι κόμβοι που παραλαμβάνουν/εισάγουν τα πακέτα στο δίκτυο (OPADN).

Το OPR συνδέει 4 δακτυλίους μεταξύ τους. Σε κάθε δακτύλιο ο ρυθμός μετάδοσης ανά κανάλι είναι 10Gb/s. Το κάθε οπτικό πακέτο έχει σταθερή διάρκεια 500ns και ο συγχρονισμός γίνεται σε επίπεδο πακέτου μέσα στον δακτύλιο ([Stavdas03], [Dittman03]).

Η δυνατότητα του OPR να μπορεί να εξυπηρετήσει πολλούς δακτυλίους μας δίνει την δυνατότητα να καλύψουμε μεγάλες γεωγραφικές περιοχές, αλλά πάντοτε πρέπει να έχουμε υπόψη μας ότι το μέγεθος κάθε δακτύλιου πρέπει να είναι μικρό ώστε να περιοριστούν οι καθυστερήσεις των πακέτων καθώς αυτά ταξιδεύουν μέσα στους δακτυλίους. Για το λόγο αυτό το μέγεθος του κάθε δακτύλιου είναι περίπου 100km. Στη συγκεκριμένη περίπτωση το OPR συνδέει 4 δακτυλίους, με 32 μήκη κύματος ο καθένας, και οπότε σύμφωνα με τα προηγούμενα η χωρητικότητα του OPR είναι 1.28Tb/s. Τα 32 μήκη κύματος του κάθε δακτύλιου χωρίζονται σε 8 μπάντες των 4 μηκών κύματος οι οποίες μοιράζονται στους κόμβους του κάθε δακτύλιου ([Stavdas03]). Θεωρούμε ακόμα ότι ένας από αυτούς τους δακτυλίους αποτελεί την σύνδεση του Μητροπολιτικού δικτύου (MAN) με το δίκτυο ευρείας περιοχής (WAN), αποτελεί δηλαδή την πύλη του δικτύου μας με τον υπόλοιπο κόσμο.

Ο Οπτικός Δρομολογητής Πακέτων, αποτελείται ουσιαστικά από ένα καθαρά οπτικό πίνακα δρομολόγησης και μετάδοσης. Ο οπτικός αυτός δρομολογητής άλλες φορές διαχωρίζεται από τους δακτυλίους και άλλες όχι, ανάλογα με τον τύπο των διεπαφών (**Interfaces**) που χρησιμοποιούνται. Έτσι οι οπτικοηλεκτρονικές διεπαφές στις εισόδους και τις εξόδους του Οπτικού δρομολογητή, μετατρέπουν το Μητροπολιτικό δίκτυο από οπτικό δακτύλιο σε οπτικό δίαυλο.

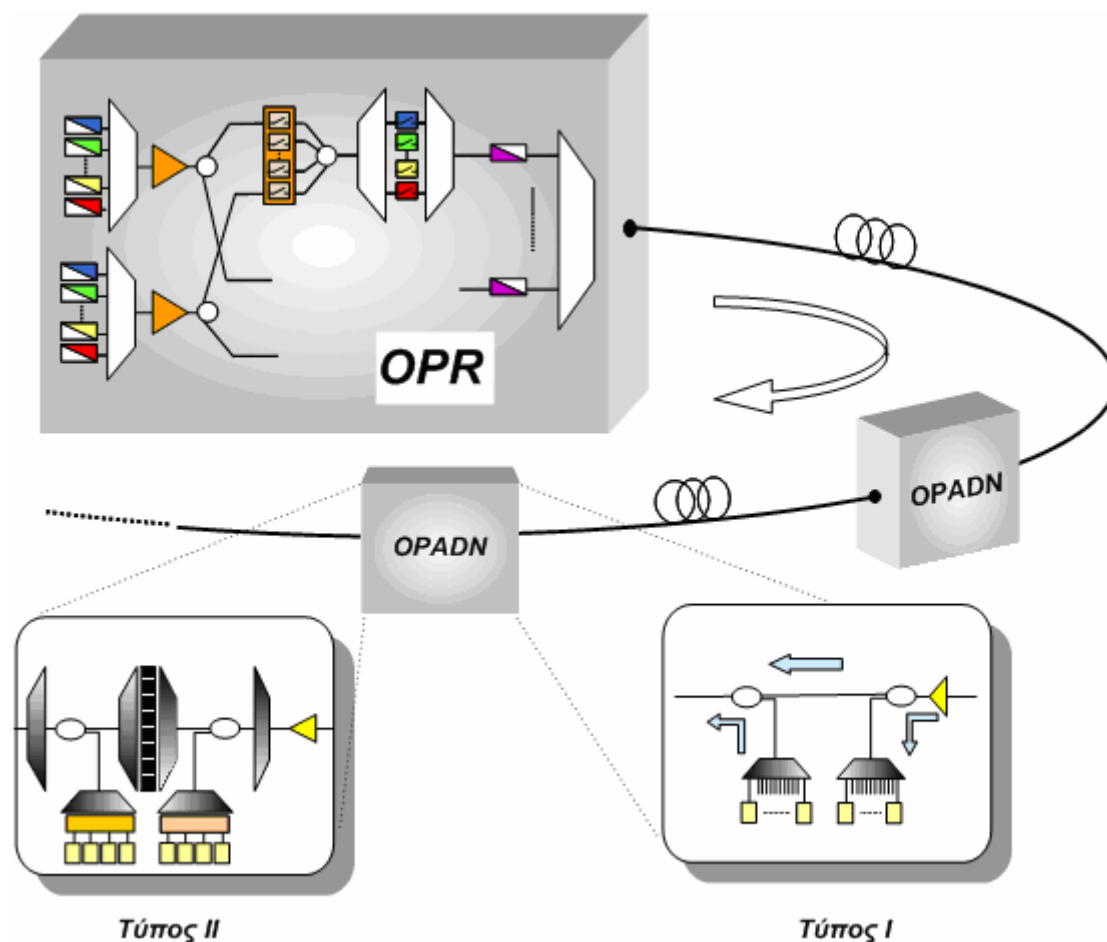
Σε κάθε δακτύλιο υπάρχουν δυο διαφορετικές μπάντες μηκών κύματος. Η μια μπάντα χρησιμοποιείται για την παραλαβή δεδομένων (**drop channels**) στον κάθε κόμβο του δακτυλίου και ονομάζεται μπάντα εισερχομένων μηκών κύματος, ενώ η άλλη χρησιμοποιείται για την αποστολή δεδομένων από κάποιο κόμβο προς κάποιον άλλο (εντός η εκτός του συγκεκριμένου δακτυλίου) και ονομάζεται μπάντα εξερχόμενων μηκών κύματος. Όπως είναι φανερό και από το Σχήμα 2 η μπάντα των «εισερχομένων» μηκών κύματος προέρχεται από το OPR ενώ η μπάντα των «εξερχόμενων» μηκών κύματος στον κάθε κόμβο (OPADN).



Σχήμα 2. Σχηματική αναπαράσταση ενός δακτυλίου του δικτύου μας. Διακρίνεται η μπάντα των «εισερχομένων» και «εξερχομένων» καναλιών.

Στην διδακτορική διατριβή όπως είπαμε και προηγουμένως, μελετήθηκαν δυο διαφορετικές αρχιτεκτονικές οπτικών κόμβων για χρήση στους δακτυλίους του δικτύου. Η διαφορά των αρχιτεκτονικών αυτών έγκειται στην τεχνολογία που χρησιμοποιούν αλλά και τον τρόπο λειτουργίας του κόμβου.

Το Μητροπολιτικό δίκτυο που χρησιμοποιούμε μαζί με τους δυο διαφορετικούς κόμβους του, φαίνεται στο Σχήμα 3.



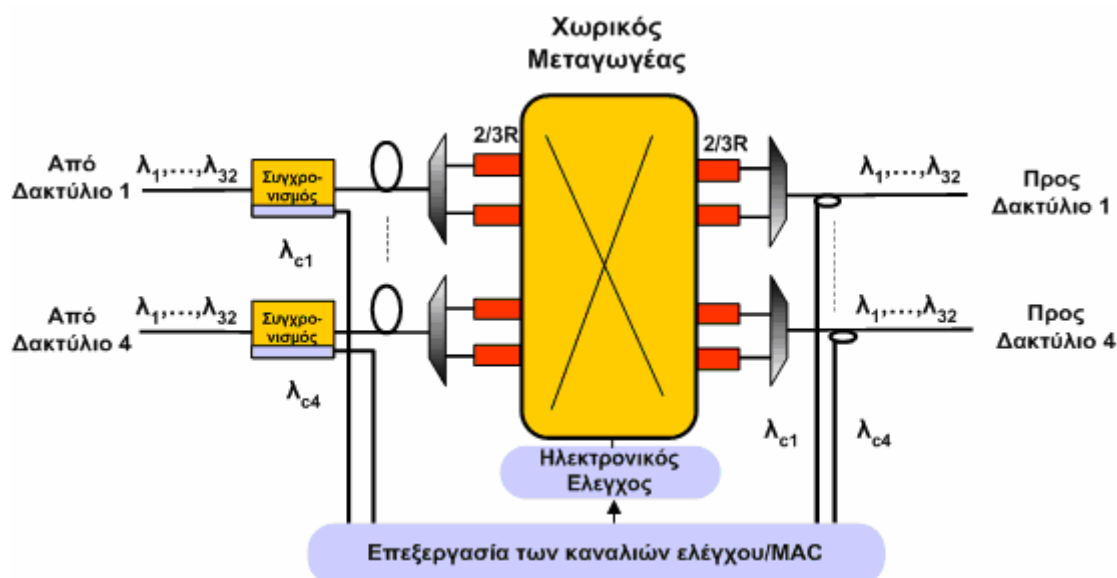
Σχήμα 3. Αναλυτική εμφάνιση ενός δακτυλίου Μητροπολιτικού δικτύου. Σε αυτό διακρίνουμε τον Οπτικό δρομολογητή πακέτων (OPR) και τους κόμβους του Δικτύου (OPADN). Οι δυο διαφορετικές αρχιτεκτονικές που μελετάμε για το OPADN είναι εμφανείς στο σχήμα αυτό.

Στη συνέχεια θα περιγράψουμε αναλυτικά την λειτουργία των δομικών στοιχείων του δακτυλίου, δηλαδή του OPR και των κόμβων (με τις δυο διαφορετικές αρχιτεκτονικές).

2.1 Η λειτουργία του Οπτικού Δρομολογητή Πακέτων (OPR)

Η βασική λειτουργία του Οπτικού Δρομολογητή Πακέτων (**OPR**) είναι πρώτον να λαμβάνει τα εισερχόμενα πακέτα και να τα δρομολογεί στον δακτύλιο προορισμού τους και δεύτερον να τα μετατρέπει στο μήκος κύματος που αντιστοιχεί στη μπάντα εισερχομένων του κόμβου προορισμού. Για τον λόγο αυτό έχει δυνατότητα να ενσωματώνει τα πακέτα των διαφόρων πελατών του δικτύου

σε όποια μορφή και αν είναι αυτά (π.χ. πακέτα Ethernet, πακέτα με μεταβλητό ή σταθερό μήκος) σε οπτικά πακέτα. Στη συνέχεια τοποθετεί τα πακέτα αυτά στα εισερχόμενα μήκη κύματος, τα οποία όπως έχουμε πει, προορίζονται για τους κόμβους των δακτυλίων που αποτελούν το δίκτυο. Ένα από τα βασικά χαρακτηριστικά του συγκεκριμένου OPR που περιγράφουμε είναι ότι δεν κάνει χρήση οπτικών ενδιάμεσων μνημών (**optical buffers**) για τη δρομολόγηση των πακέτων ([Dittman03]). Οι συγκρούσεις μεταξύ των πακέτων αποφεύγονται με χρησιμοποίηση κατάλληλων μηκών κύματος στα οποία τοποθετούνται τα πακέτα με την βοήθεια των μετατροπών μήκους κύματος. Στην όλη προσπάθεια αποφυγής συγκρούσεων συνεισφέρει καθοριστικά το πρωτόκολλο MAC το οποίο δίνει τη σειρά διάταξης του πίνακα δρομολόγησης σε επίπεδο διάρκειας πακέτου (συγχρονισμός σε επίπεδο πακέτου). Η γενική μορφή του OPR φαίνεται στο Σχήμα 4.

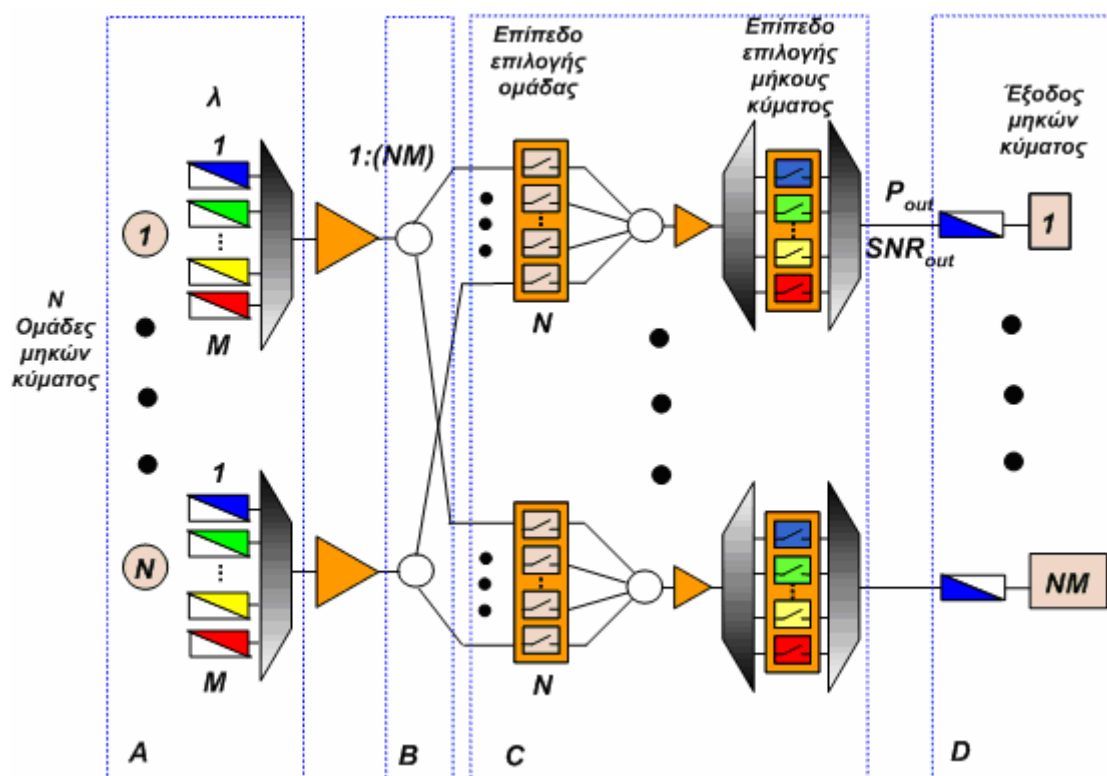


Σχήμα 4. Γενική μορφή του Οπτικού Δρομολογητή Πακέτων.

Στη γενική περίπτωση η είσοδος του OPR αποτελείται από N μπάντες μηκών κύματος που κάθε μία αποτελείται με τη σειρά της από M μήκη κύματος. Ο αριθμός των OPADN είναι επίσης N . Στις εισόδους και εξόδους του OPR είναι αναγκαία η χρήση αναγεννητών $2R$ ή $3R$ για να είναι δυνατή η τοποθέτηση του σε σειρά μαζί με το πλήθος των κόμβων του δικτύου. Οι εισοδοί του συγκεκριμένου OPR που

μελετήθηκε στα πλαίσια του Ευρωπαϊκού προγράμματος DAVID, όπως παρατηρούμε είναι 4, όσοι δηλαδή και οι δακτύλιοι που μπορεί να διαχειριστεί.

Στην είσοδο κάθε δακτυλίου υπάρχει ο απαραίτητος συγχρονισμός του καναλιών με την βοήθεια του MAC πρωτοκόλλου. Η κάθε είσοδος του δακτυλίου, περνάει από ένα αποπολυπλέκτη ο οποίος αναλαμβάνει να διαχωρίσει τα 32 κανάλια που περιέχει. Στη συνέχεια με τη βοήθεια του αναγεννητή εισόδου αφαιρούνται οι διάφοροι θόρυβοι και παραμορφώσεις, γίνεται εξομάλυνση της ισχύος του κάθε πακέτου και αφαιρείται η ασάφεια χρονισμού (**jitter**) που μπορεί να έχει αποκτήσει κατά τη διάρκεια της κυκλοφορίας του στο δακτύλιο. Ακολούθως το αναγεννημένο σήμα εισέρχεται στο Χωρικό Μεταγωγέα (**Fast Space Switch**), όπου και ουσιαστικά γίνεται η δρομολόγηση του, αφού αποφασίζεται σε ποιο δακτύλιο θα σταλθεί το κάθε πακέτο, καθώς και σε ποιο μήκος κύματος. Όπως παρατηρούμε και από τη δομή του OPR, το μεγαλύτερο μέρος του καταλαμβάνει ο Χωρικός Μεταγωγέας του οποίου η αρχιτεκτονική φαίνεται στο Σχήμα 5 ([Dittman03]).



Σχήμα 5. Ο χωρικός μεταγωγέας που χρησιμοποιούμε για τη δρομολόγηση πακέτων στο Μητροπολιτικό δίκτυο. Η διαδικασία δρομολόγησης έχει χωριστεί σε 4 στάδια A, B, C, D για καλύτερη κατανόηση της λειτουργίας του.

Όπως βλέπουμε και από το Σχήμα 5 στο στάδιο **A** τα μήκη κύματος αφού μετατραπούν σε άλλα κατάλληλα για την δρομολόγησή τους στο Χωρικό Μεταγωγέα, με τη βοήθεια οπτικών μετατροπέων, ομαδοποιούνται με χρήση οπτικών πολυπλεκτών. Μετά την ομαδοποίηση των μηκών κύματος και την απαραίτητη ενίσχυση τους από οπτικούς ενισχυτές, οδηγούνται στο στάδιο **B** όπου υπάρχει οπτικός διαχωριστής $1:MN$ (μοιράζει το εισερχόμενο σήμα σε MN εξόδους) για να προσφέρει διασυνδεσιμότητα όλων των εισόδων με όλες τις εξόδους, καθώς και δυνατότητα αναμετάδοσης (broadcast) στο OPR. Το επόμενο στάδιο **C** αποτελείται από δυο επίπεδα. Το πρώτο επίπεδο ονομάζεται επίπεδο επιλογής ομάδας και το δεύτερο επίπεδο επιλογής μήκους κύματος. Το επίπεδο επιλογής ομάδας αποτελείται από μια δεσμίδα N SOA's οι οποίοι λειτουργούν ως διακόπτες και επιλέγουν μια από τις μπάντες εισόδου (ανοιχτός διακόπτης) των 8 καναλιών, ενώ απορρίπτουν τις υπόλοιπες (κλειστός διακόπτης). Στη συνέχεια ένας οπτικός συζεύκτης εισάγει την ομάδα που επιλέχθηκε στο προηγούμενο επίπεδο, σε ένα

αποπολυπλέκτη ο οποίος αποπολυπλέκει τα μήκη κύματος της μπάντας. Ακολουθώντας στο επίπεδο επιλογής μήκους κύματος υπάρχει μια δεύτερη δεσμίδα M SOA's οι οποίοι σε συνδυασμό με ένα πολυπλέκτη επιτρέπουν την επιλογή ενός μοναδικού μήκους κύματος για κάθε έξοδο του OPR. Τέλος στο στάδιο **D**, πραγματοποιείται μετατροπή μήκους κύματος έτσι ώστε αυτά να συμβαδίζουν με αυτά που προβλέπει το πρωτόκολλο που υπάρχει στο δακτύλιο του Μητροπολιτικού δικτύου για τον οποίο προορίζονται και (ξαναδημιουργούνται δηλαδή οι 4 μπάντες των 32 μηκών κύματος που είχαμε πριν την εισαγωγή τους στο OPR).

Σημειώνουμε ότι το σύνολο των ενεργών στοιχείων που χρειάζονται για να λειτουργήσει το OPR είναι στη γενική περίπτωση που μελετάμε MN ($M+N$) SOA's και $2MN$ μετατροπείς μήκους κύματος. Όλα αυτά τα ενεργά στοιχεία εισάγουν σηματοθορυβικές και όχι μόνο αλλοιώσεις στα πακέτα που μεταφέρουν τα μήκη κύματος. Σημειώνουμε ότι μια βασική αλλοίωση του σήματος, προέρχεται από τη μίξη τεσσάρων φωτονίων που δημιουργείται μέσα στους SOA που χρησιμοποιούνται ως διακόπτες. Φυσικά υπάρχουν και διακυμάνσεις στο επίπεδο ισχύος του κάθε καναλιού, λόγω των στατιστικών διακυμάνσεων που παρατηρούνται στις εξασθενήσεις των διαφόρων εξαρτημάτων του OPR. Καταλαβαίνουμε οπότε, ότι το πέρασμα των καναλιών μέσα από τον Οπτικό Δρομολογητή μπορεί να επιφέρει μείωση στην απόδοση του δικτύου. Για αυτό και η επίδρασή του πρέπει να ληφθεί σοβαρά υπόψη στη μελέτη απόδοσης του Μητροπολιτικού δικτύου.

Στην πράξη η χωρητικότητα του OPR όπως έχουμε ήδη πει είναι 1.28Tbit/s. Έχει τη δυνατότητα να συνδέει 4 δακτυλίους μεταξύ τους. Οι δακτύλιοι αυτοί δεν είναι απαραίτητο να είναι πραγματικοί αλλά μπορούν κάλλιστα να είναι λογικές τοπολογίες (ομάδες των 32 μηκών κύματος), αφού το OPR επεξεργάζεται μπάντες από μήκη κύματος και όχι φυσικές τοπολογίες. Κάθε δακτύλιος αποτελείται από 32 μήκη κύματος που το καθένα έχει ρυθμό μετάδοσης 10Gb/s. Συνολικά για τους 4 δακτυλίους (οπότε αρχικά 4 μπάντες των 32 μηκών κύματος) του δικτύου μας έχουμε 128 μήκη κύματος. Αυτά για την είσοδό τους στο OPR, μετατρέπονται σε 16 μπάντες των 8 μηκών κύματος κοινά όμως για όλες τις μπάντες (τα 32 μήκη

κύματος του κάθε δακτυλίου χωρίζονται σε 4 ομάδες των 8 μηκών κύματος στη διεπιφάνεια εισόδου του OPR). Μετά την δρομολόγηση των πακέτων μέσα στο OPR, τα μήκη κύματος μετατρέπονται ξανά στις αρχικές 4 μπάντες των 32 μηκών κύματος η κάθε μια (στην διεπιφάνεια εξόδου του OPR).

Τέλος αξίζει να σημειώσουμε ότι ο συγχρονιστής στην είσοδο του Οπτικού Δρομολογητή Πακέτων είναι απαραίτητος για να μπορεί να συγχρονίζει τους διαφορετικούς φυσικούς δακτυλίους με το κοινό ρολόι των πακέτων που χρησιμοποιεί. Για την υλοποίηση του χρησιμοποιούνται αρκετά πολύπλοκα οπτικά αλλά κυρίως ηλεκτρονικά εξαρτήματα.

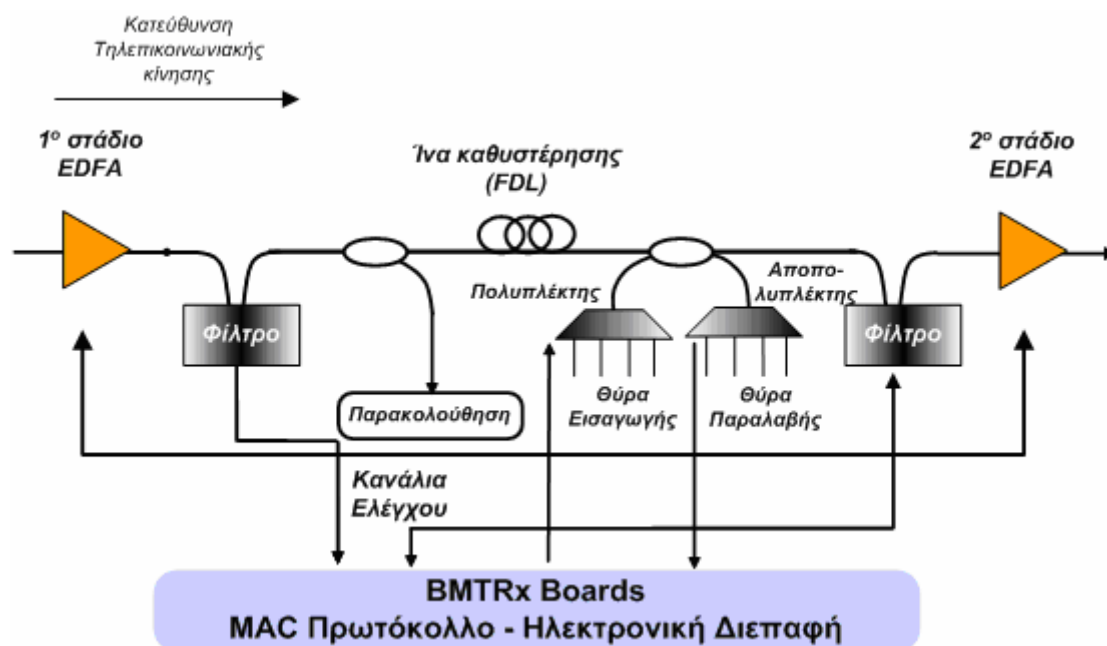
3. Περιγραφή των προτεινόμενων αρχιτεκτονικών των κόμβων του οπτικού δακτυλίου

Όπως είπαμε και στην αρχή του κεφαλαίου για να υλοποιήσουμε τους κόμβους των δακτυλίων οι οποίοι θα παραλαμβάνουν δεδομένα από το δίκτυο, αλλά και θα εισάγουν δεδομένα σε αυτό, χρησιμοποιήσαμε δυο διαφορετικές αρχιτεκτονικές. Τις αρχιτεκτονικές αυτές τις ονομάζουμε Τύπος I και Τύπος II. Η αρχιτεκτονική Τύπος I αποτελεί τον πιο απλό, από άποψης αρχιτεκτονικής, κόμβο που μπορούμε να υλοποιήσουμε. Ουσιαστικά αποτελείται από ένα πολυπλέκτη και έναν αποπολυπλέκτη για να μπορεί να διαβάσει αλλά και να στέλνει τα δεδομένα στο δίκτυο. Δεν έχει όμως την δυνατότητα να σβήνει τα δεδομένα που έχει ήδη διαβάσει, αν αυτά δεν θα ξαναχρησιμοποιηθούν μέσα στο δίκτυο. Αντίθετα η αρχιτεκτονική Τύπου II, είναι αρκετά πιο πολύπλοκη και χρησιμοποιεί αρκετά ενεργά στοιχεία για να λειτουργήσει. Επιπλέον έχει όμως την δυνατότητα να σβήνει όποια δεδομένα έχει αναγνώσει και δεν θα ξαναχρησιμοποιηθούν. Με τη δυνατότητα αυτή η αρχιτεκτονική τύπου II χρησιμοποιεί στατιστική πολυπλεξία για την εισαγωγή νέων πακέτων στο δίκτυο αφού αυτά προστίθενται σε ελεύθερες χρονοθυρίδες, σε αντίθεση με την αρχιτεκτονική τύπου I στην οποία είμαστε αναγκασμένοι να χρησιμοποιήσουμε επιπλέον μήκη κύματος για να εισάγουμε νέα πακέτα στο δίκτυο. Η πολυπλοκότητα όμως της αρχιτεκτονικής, βάζει κάποιους περιορισμούς ως προς την υλοποίηση της (θέμα κόστους), αλλά και πιθανόν ποιότητας του σήματος εξόδου. Τα ζητήματα αυτά θα τα μελετήσουμε στις

επόμενες παραγράφους. Στη συνέχεια θα περιγράψουμε την λειτουργία των δυο αυτών διαφορετικών αρχιτεκτονικών.

3.1 Αρχιτεκτονική Τύπου I

Η αρχιτεκτονική Τύπου I είναι όπως έχουμε πει η πιο απλή αρχιτεκτονική για πραγματοποίηση Οπτικού κόμβου εισερχομένων/εξερχομένων πακέτων, δηλαδή κόμβου που να έχει τη δυνατότητα να διαβάζει τα πακέτα που απευθύνονται σε αυτόν, αλλά και να δημιουργεί καινούργια με τα δεδομένα των χρηστών και να τα τοποθετεί για δρομολόγηση στο δακτύλιο. Η δομή της αρχιτεκτονικής Τύπου I φαίνεται στο Σχήμα 6 ([Sauze01]).



Σχήμα 6. Η δομή της αρχιτεκτονική Τύπου I. Διακρίνονται τα κανάλια ελέγχου και η ηλεκτρονική διεπαφή που χρησιμοποιείται για την αποφυγή των συγκρούσεων. Ο κόμβος είναι τοποθετημένος στο ενδιάμεσο στάδιο ενός EDFA δυο σταδίων, για καλύτερη διαχείριση του ισολογισμού ισχύος.

Όπως παρατηρούμε και από το σχήμα, ο κόμβος βρίσκεται στο ενδιάμεσο στάδιο ενός ενισχυτή Ερβίου (EDFA) δυο σταδίων. Τη λειτουργία ενός τέτοιου ενισχυτή θα περιγράψουμε σε επόμενες παραγράφους. Αμέσως μετά το πρώτο

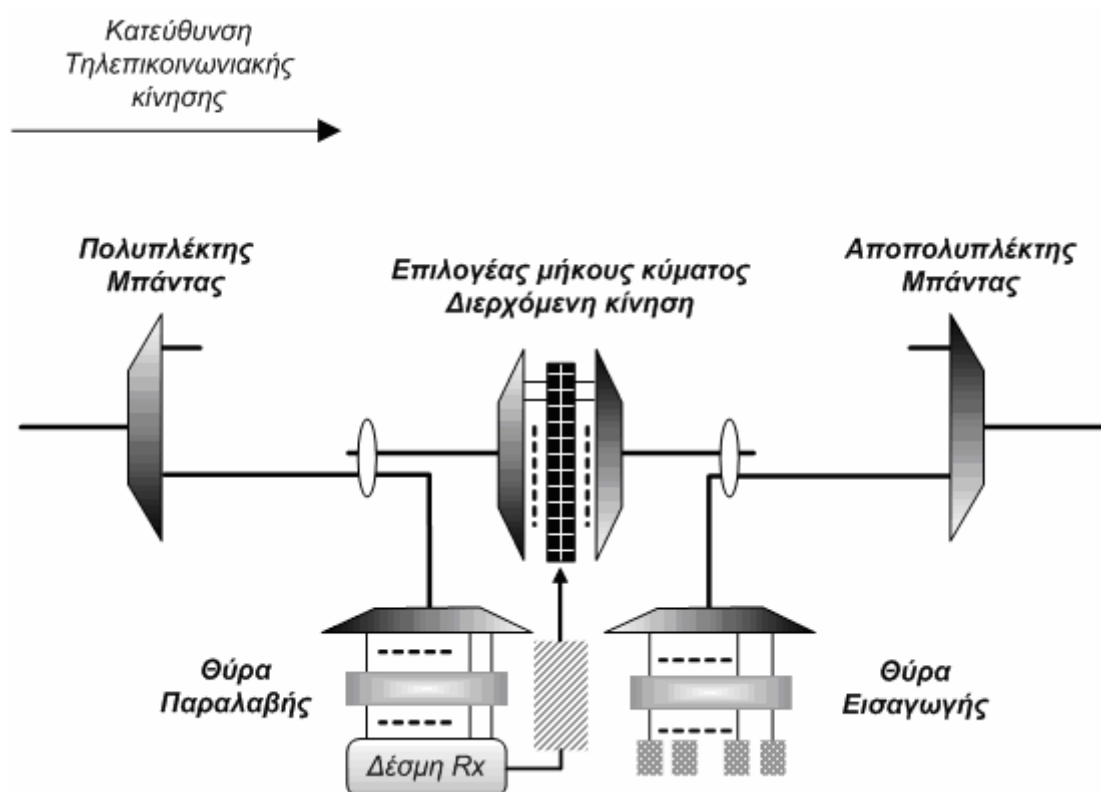
στάδιο του ενισχυτή υπάρχει ένα φίλτρο το οποίο διαχωρίζει το κανάλι ελέγχου από τα υπόλοιπα της μπάντας και το οδηγεί στην ηλεκτρονική διεπαφή και το MAC πρωτόκολλο. Το πρωτόκολλο αυτό είναι απαραίτητο για να αποφεύγονται οι συγκρούσεις (collisions) των πακέτων μέσα στο δίκτυο, όπως εξηγήσαμε και προηγουμένως.

Στη συνέχεια υπάρχει ένας ανιχνευτής ισχύος ο οποίος ανιχνεύοντας αν υπάρχει ισχύς στην είσοδο του, ενημερώνει την ηλεκτρονική διεπαφή και βοηθάει και αυτός με την σειρά του στο να αποφευχθούν συγκρούσεις κατά την είσοδο καινούργιων πακέτων από τον κόμβο.

Στο επόμενο στάδιο του κόμβου υπάρχει ένας οπτικός συζεύκτης/διαμοιραστής, ο οποίος οδηγεί τα πακέτα της μπάντας στη θύρα παραλαβής, ενώ ταυτόχρονα οδηγεί τα καινούργια πακέτα που δημιουργούνται στην έξοδο του κόμβου. Η θύρα παραλαβής ουσιαστικά αποτελείται από έναν αποπολυπλέκτη ο οποίος αποπολυπλέκει τα μήκη κύματα της μπάντας και τα οδηγεί στους δέκτες του κόμβου. Αντίθετα η θύρα εισαγωγής αποτελείται από ένα πολυπλέκτη που πολυπλέκει τα μήκη κύματος που δημιουργήθηκαν στον κόμβο και τα οδηγεί στην οπτική ίνα. Η χρονική στιγμή που θα τοποθετηθούν τα πακέτα των χρηστών στα μήκη κύματος της μπάντας, καθορίζεται όπως είπαμε από το MAC πρωτόκολλο και τον ανιχνευτή ισχύος στην αρχή του κόμβου ([Sauze01]). Τέλος ακολουθεί το δεύτερο στάδιο του EDFA το οποίο εισάγει τα μήκη κύματος ενισχυμένα πάλι στην ίνα.

3.2 Αρχιτεκτονική Τύπου II

Όπως είπαμε και στην εισαγωγή της παραγράφου με την αρχιτεκτονική Τύπου II ([Dittman03]), έχουμε τη δυνατότητα να εκτελέσουμε πιο πολύπλοκες διαδικασίες, όπως να διαγράψουμε τα πακέτα που έχουμε ήδη διαβάσει στη θύρα παραλαβής του κόμβου. Αυτό επιτυγχάνεται με τη χρήση αρκετών ενεργών στοιχείων. Η δομή της αρχιτεκτονικής Τύπου II φαίνεται στο Σχήμα 7.



Σχήμα 7. Η δομή της αρχιτεκτονικής Τύπου II. Διακρίνονται ο πολυπλέκτης/αποπολυπλέκτης μπάντας, η θύρα εξερχομένων/εισερχομένων καθώς και η δεσμη των SOA που μας επιτρέπουν να διαγράφουμε τα πακέτα που έχουν αναγνωστεί από τον κόμβο και δεν πρόκειται να χρησιμοποιηθούν άλλο στο δακτύλιο.

Όπως έχουμε πει και προηγουμένως σε κάθε κόμβο του συστήματος αντιστοιχεί ένα υποσύνολο μηκών κύματος, μέρος του συνόλου των εισερχομένων μηκών κύματος του δακτυλίου. Για να μπορεί ο κόμβος να επεξεργαστεί μόνο τα μήκη κύματος που του αναλογούν, υπάρχει στην είσοδό του ένας αποπολυπλέκτης μπάντας, ο οποίος λειτουργεί με τέτοιο τρόπο ώστε να αποπολυπλέκει την μπάντα μηκών κύματος για κάθε κόμβο ξεχωριστά. Στη συνέχεια η μπάντα μηκών κύματος που αντιστοιχεί στο συγκεκριμένο κόμβο περνάει από ένα διαμοιραστή (**coupler**), ο οποίος δίνει τη δυνατότητα να έχουμε δυο πιστά αντίγραφα για τα εισερχόμενα πακέτα του κόμβου. Έτσι η μία έξοδος του διαμοιραστή οδηγείται στη θύρα

παραλαβής του κόμβου, ενώ η άλλη (πανομοιότυπη με την προηγούμενη) οδηγείται στην κατεύθυνση διερχόμενης κίνησης του κόμβου.

Στη θύρα παραλαβής του κόμβου, υπάρχει αποπολυπλέκτης ο οποίος αποπολυπλέκει τα μήκη κύματος που περιλαμβάνει η συγκεκριμένη μπάντα. Στη συνέχεια οι δέκτες διαβάζουν τα πακέτα που περιλαμβάνονται στα εισερχόμενα μήκη κύματος. Η λύση αυτή βέβαια απαιτεί να υπάρχουν τόσοι δέκτες όσοι και τα μήκη κύματος της μπάντας το οποίο αυξάνει το κόστος του κόμβου. Μια άλλη λύση η οποία μπορεί να χρησιμοποιηθεί είναι η τοποθέτηση ενός επιλογέα μήκους κύματος ακριβώς πριν από ένα υψηλής ταχύτητας ρυθμιζόμενο δέκτη. Με αυτό τον τρόπο μπορούμε να διαβάσουμε την πληροφορία που περιέχεται στα μήκη κύματος της μπάντας, χρησιμοποιώντας όμως έναν μόνο δέκτη.

Στην κατεύθυνση διερχόμενης κίνησης του κόμβου έχουμε τη δυνατότητα να πραγματοποιήσουμε διαγραφή των πακέτων που περιλαμβάνονται στα μήκη κύματος της μπάντας. Έτσι όταν αυτά διαβαστούν από τη θύρα παραλαβής του κόμβου, διαγράφονται για να μπορέσουν να πάρουν τη θέση τους άλλα πακέτα που θα προστεθούν στην μπάντα εξερχομένων. Αυτό επιτυγχάνεται με τη χρήση SOA που έχουν υψηλό λόγο αντίθεσης (**extinction ratio**) ανάμεσά στην κατάσταση ON/OFF. Αν όμως τα πακέτα αυτά προορίζονται για αναμετάδοση, τότε όπως καταλαβαίνουμε οι SOA παραμένουν στην κατάσταση ON και έτσι αυτά περνάνε ανεπηρέαστα για να μπορέσουν να μεταδοθούν και στους υπόλοιπους κόμβους του δακτυλίου.

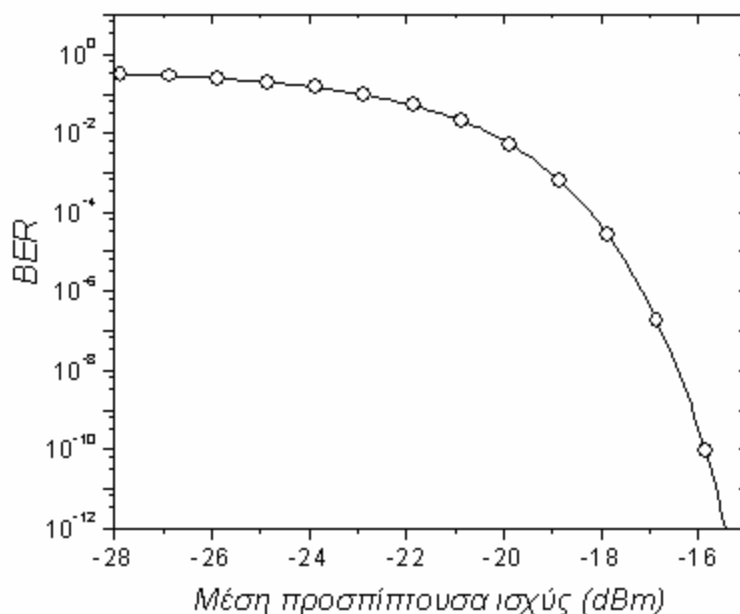
Τέλος στη θύρα εισαγωγής γίνεται η αντίστροφη διαδικασία από τη θύρα παραλαβής του κόμβου. Εκεί δημιουργούνται καινούργια οπτικά πακέτα με τα δεδομένα των χρηστών του κόμβου τα οποία με τη βοήθεια LASER τοποθετούνται στα μήκη κύματος της μπάντας, πολυπλέκονται και με τη βοήθεια ενός συζεύκτη εισέρχονται στην ίνα στη θέση των πακέτων που έχουν σβηστεί στο προηγούμενο στάδιο. Τελικά όλες οι μπάντες περνάνε από έναν πολυπλέκτη μπάντας και εισέρχονται πάλι μέσα στο δακτύλιο.

4. Περιγραφή των κυριότερων συσκευών που χρησιμοποιεί το Μητροπολιτικό Δίκτυο

4.1 Ο Δέκτης και η μοντελοποίηση του.

Το μοντέλο που χρησιμοποιούμε για τον κλασσικό δέκτη ενός δυαδικού συστήματος περιγράφεται λεπτομερώς στο Κεφάλαιο 6. Και σε αυτή την περίπτωση η μοντελοποίηση που ακολουθούμε είναι η ίδια και δεν θα αναφερθούμε περισσότερο σε αυτή.

Η ευαισθησία του δέκτη που χρησιμοποιούμε φαίνεται στο Σχήμα 8



Σχήμα 8. Η ευαισθησία του δέκτη (μετρημένη με διάταξη BACK to BACK), που χρησιμοποιούμε στις αρχιτεκτονικές Τύπου I και Τύπου II. Παρατηρούμε ότι η πιθανότητα σφάλματος 10^{-9} επιτυγχάνεται όταν η μέση προσπίπτουσα ισχύς έχει τιμή -16dBm.

Όπως θα δούμε και στο επόμενο κεφάλαιο η απαιτούμενη ευαισθησία για να έχουμε αξιόπιστα αποτελέσματα και στις δυο αρχιτεκτονικές είναι αυτή των -16dBm (πιθανότητα σφάλματος 10^{-9}).

4.2 Ενισχυτής Ιόντων Ερβίου (EDFA)

4.2.1 Εισαγωγή

Κατά την λειτουργία του Μητροπολιτικού δικτύου το σήμα καθώς ταξιδεύει μέσα στην οπτική ίνα και τους κόμβους εξασθενεί σε σημαντικό βαθμό. Και είναι απαραίτητη η ενίσχυση του σήματος ανά συγκεκριμένες αποστάσεις. Για το σκοπό αυτά στα δίκτυα πολυπλεξίας μήκους κύματος χρησιμοποιούνται οπτικοί ενισχυτές. Υπάρχουν δυο ειδών ενισχυτές που μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε δίκτυα οπτικών ινών. Οι οπτικοί ενισχυτές ημιαγωγού και οι οπτικοί ενισχυτές ίνας.

Οι ενισχυτές ημιαγωγού λόγω προβλημάτων που αντιμετωπίζουν δεν είναι ακόμα κατάλληλοι για χρήση σαν ενισχυτές γραμμής (δηλαδή ενίσχυση σήματος κατά τη διάδοσή του στην οπτική ίνα), κυρίως λόγω των μη γραμμικών φαινομένων που παρουσιάζουν όταν ενισχύουν περισσότερα του ενός μηκών κύματος, όμως χρησιμοποιούνται κυρίως σαν οπτικοί διακόπτες. Οι ενισχυτές ίνας από την άλλη παρέχουν την απαραίτητη ενίσχυση και χρησιμοποιούνται κυρίως σαν ενισχυτές γραμμής.

Οι ενισχυτές ίνας δεν είναι τίποτα άλλο από μια συνηθισμένη ίνα, η οποία έχει ντοπαρισθεί με κάποιο σπάνιο μέταλλο όπως το Έρβιο (Er^{3+}). Τα ιόντα σε αυτή την περίπτωση λειτουργούν σαν ενεργό μέσο όταν υπάρχει αντιστροφή πληθυσμού και έχουν την δυνατότητα να εκπέμπουν εξαναγκασμένα αλλά και αυθόρμητα φως κοντά στο επιθυμητό μήκος κύματος. Για να επιτευχθεί αντιστροφή πληθυσμού πραγματοποιείται άντληση με τη βοήθεια μιας άλλης πηγής οπτικού φωτός που εκπέμπει σε μήκος κύματος που μπορεί να απορροφηθεί από τα ιόντα της ίνας. Στη συνέχεια το φως άντλησης προκαλεί ενίσχυση (μέσω εξαναγκασμένης εκπομπής) στο σήμα, που εισέρχεται στον ενισχυτή σε άλλο μήκος κύματος. Οι ενισχυτές που χρησιμοποιούν ιόντα ερβίου σαν ενεργό μέσο ονομάζονται EDFA (**Erbium Doped Fiber Amplifier, EDFA**) και προσφέρουν μια καλή λύση έχοντας υψηλή ενίσχυση και χαμηλό θόρυβο. Η σχεδίαση των συστημάτων μεγάλης κλίμακας βασίζεται στην ύπαρξη τέτοιων ενισχυτών και είναι ένας συμβιβασμός ανάμεσα στην υψηλή ενίσχυση που θα μας εξασφαλίσει καλό σηματοθορυβικό λόγο (**SNR**) στο δέκτη και στα μη γραμμικά φαινόμενα (Μίξη

τεσσάρων φωτονίων, Ετεροδιαμόρφωση/Αυτοδιαμόρφωση φάσης) τα οποία κάνουν έντονα αισθητή την παρουσία τους όσο η ισχύς του σήματος αυξάνει.

Η χρήση του οπτικού ενισχυτή Ερβίου προσφέρει πάρα πολλά πλεονεκτήματα σε σχέση με άλλου τύπου ενισχυτές. Καταρχήν η εξαναγκασμένη εκπομπή τους βρίσκεται στα 1500nm που είναι στο μέσο του παραθύρου χαμηλών απωλειών στην συμβατική οπτική ίνα. Είναι απόλυτα συμβατός με όλες τις οπτικές ίνες και προσφέρει μεγάλο εύρος ενίσχυσης που ξεκινάει από τα 20nm και σε μερικές περιπτώσεις μπορεί να φτάσει και τα 70nm. Τυπική τιμή είναι πάντως τα 30nm. Έχει υψηλή ενίσχυση από 20-40dB και μεγάλη ισχύ εξόδου που ξεπερνάει τα 200mW. Σε σημαντικό βαθμό η ενίσχυσή του μένει ανεπηρέαστη από τον ρυθμό μετάδοσης και τον τρόπο διαμόρφωσης του σήματος. Τέλος δημιουργεί μικρή παραμόρφωση στο ενισχυόμενο σήμα και έχει μικρό δείκτη θορύβου (N.F.<5dB).

Ανάλογα με την μπάνα μήκους κύματος που θέλουμε να μεταδώσουμε το σήμα μας, πρέπει να χρησιμοποιήσουμε και διαφορετικό ενισχυτή η διαφορετική αρχιτεκτονική ενισχυτή. Οι μπάνες που χρησιμοποιούνται για μετάδοση οπτικού σήματος καθώς και οι ενισχυτές που χρησιμοποιούνται σε κάθε περίπτωση φαίνονται παρακάτω:

S+ μπάνα: 1450-1480nm (*Extended Short-Wavelength*)

S μπάνα: 1480-1530nm (*Short*, δεν χρησιμοποιείται συχνά)

C μπάνα: 1530-1570nm (*Center*, η πιο ώριμη μπάνα, χρησιμοποιεί EDFA)

L μπάνα: 1570-1610nm (*Long*, Η πρώτη επιλογή για επέκταση της C-μπάνας, χρησιμοποιεί μετατοπισμένης ενίσχυσης EDFA και ενισχυτές Raman.)

L+ μπάνα: 1610-1650nm (*Longer*, περιορισμένες δυνατότητες ενίσχυσης)

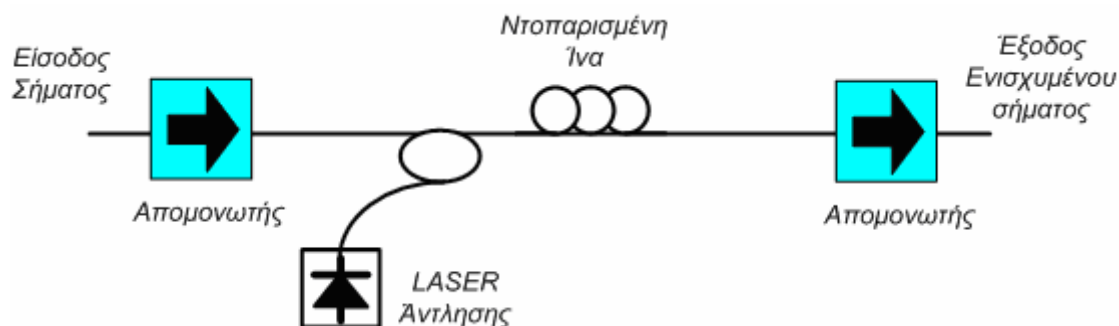
4.2.2 Πλεονεκτήματα EDFA

Η χρήση των ενισχυτών ερβίου σαν ενισχυτών γραμμής, υπερτερεί σε πολλά σημεία έναντι των άλλων τύπων ενισχυτών και κυρίως έναντι των ημιαγωγικών ενισχυτών. Τα πλεονεκτήματα είναι τα ακόλουθα:

- Οι ημιαγωγικοί ενισχυτές είναι συστήματα δυο επιπέδων ενώ οι ενισχυτές ερβίου είναι συστήματα τριών επιπέδων.
- Οι ενισχυτές ερβίου είναι ουσιαστικά μια ίνα με δυνατότητες ενίσχυσης και γι' αυτό και οι απώλειες στην ένωσή τους με το υπόλοιπο δίκτυο είναι πολύ μικρές σε σχέση με τους ημιαγωγικούς ενισχυτές οι οποίοι λόγω του σχήματός τους έχουν αρκετά μεγάλες απώλειες.
- Ο χρόνος ζωής των φορέων στους ενισχυτές ερβίου είναι της τάξης των milliseconds ενώ των ημιαγωγικών ενισχυτών της τάξης των nanoseconds. Αυτή η διαφορά είναι πολύ σημαντική γιατί περιορίζονται κατά πολύ, στην περίπτωση του EDFA τα μη γραμμικά φαινόμενα της μίξης τεσσάρων φωτονίων και της εξαρτώμενης από το ρυθμό μετάδοσης διαφωνίας, λόγω κορεσμού της ενίσχυσης.

4.2.3 Περιγραφή Ενισχυτή ντοπαρισμένης ίνας

Ένας τυπικός ενισχυτής ντοπαρισμένης ίνας φαίνεται στο Σχήμα 9



Σχήμα 9. Τυπικός ενισχυτής ντοπαρισμένης ίνας. Το σήμα αφού περάσει από τον απομονωτή εισέρχεται στη ντοπαρισμένη ίνα, όπου ενισχύεται και εξέρχεται από την έξοδο του ενισχυτή.

Η διάταξη που περιγράφουμε περιέχει ένα LASER άντλησης (**Pump LASER**), το οποίο χρησιμεύει στο να προκαλεί και να διατηρεί την αναστροφή πληθυσμού στην ντοπαρισμένη ίνα. Η αναστροφή πληθυσμού μέσα στην ίνα, μας εξασφαλίζει ότι η πιθανότητα για εξαναγκασμένη εκπομπή (που μας δίνει και τη ζητούμενη

ενίσχυση), θα παραμείνει μεγαλύτερη από την εξαναγκασμένη απορρόφηση και έτσι θα υπάρξει κέρδος. Ένας επιλεκτικός ως προς το μήκος κύματος οπτικός συζεύκτης, εισάγει την ισχύ άντλησης από το LASER άντλησης μέσα στην ίνα, χωρίς σημαντικές απώλειες για την ισχύ άντλησης, αλλά ούτε και για το σήμα. Στη συνέχεια το σήμα περνώντας από την ίνα ενισχύεται και ακολούθως εξέρχεται από τον ενισχυτή. Το μήκος της ίνας που χρησιμοποιείται στους ενισχυτές αυτούς μπορεί να είναι από μερικά μέτρα μέχρι μερικές εκατοντάδες μέτρα και εξαρτάται από την ενίσχυση που θέλουμε να επιτύχουμε, το ποσοστό ντοπαρίσματος της ίνας, αλλά και τα χαρακτηριστικά του μήκους κύματος που θέλουμε να ενισχύσουμε. Τέλος στις άκρες του ενισχυτή υπάρχουν οπτικοί απομονωτές, οι οποίοι δεν επιτρέπουν τις οπισθοσκεδάσεις των ενισχυόμενων κυμάτων και αποτρέπουν τον ενισχυτή από το να γίνει ταλαντωτής εξαιτίας ανακλάσεων στις θύρες του. Όμως ο ενισχυτής δημιουργεί και θόρυβο λόγω αυθόρμητης εκπομπής που ενισχύεται από τον ίδιο το ενισχυτή και δημιουργείται ο θόρυβος με την ονομασία ASE (**Amplified Spontaneous Emission, ASE**). Ο ASE είναι γενικά ανάλογος της ενίσχυσης και ενώ αρχικά είναι έξω από το εύρος ζώνης του σήματος, στο δέκτη αλληλεπιδρά με το σήμα και δημιουργεί ανεπιθύμητο ηλεκτρικό θόρυβο.

4.2.4 Λειτουργία ενισχυτή Ερβίου

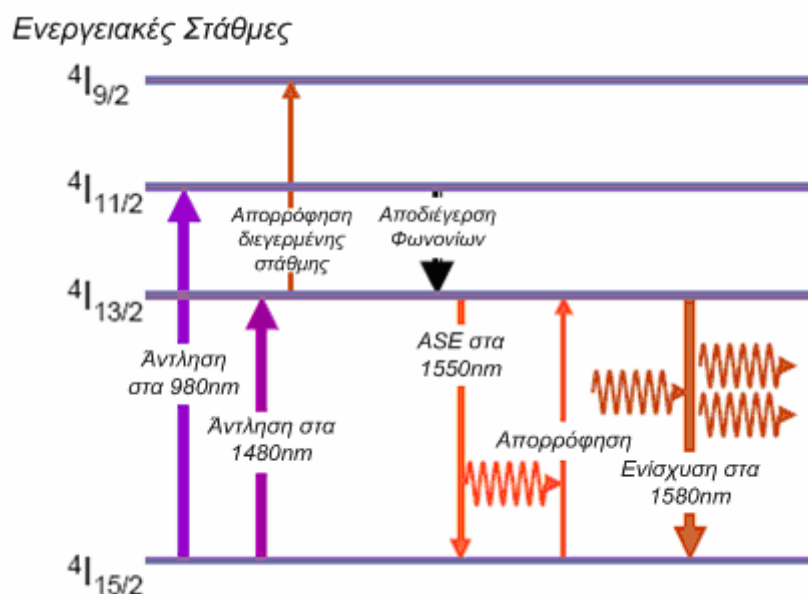
Οι ενισχυτές Ερβίου, όπως φαίνεται και από το Σχήμα 9 αποτελούνται από μια ίνα ντοπαρισμένη ισχυρά με ιόντα ερβίου. Η λειτουργία τους στηρίζεται στην ισχυρή άντληση των ιόντων αυτών σε υψηλές ενεργειακές στάθμες όπου και επιστρέφουν στην αρχική τους κατάσταση μέσω της διαδικασίας της εξαναγκασμένης εκπομπής, η οποία και προκαλεί την ενίσχυση. Η άντληση μπορεί να γίνει είτε στα 1480nm είτε στα 980nm, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 10.

Χρησιμοποιώντας άντληση στα 1480nm έχουμε μετάβαση των ιόντων από την ενεργειακή στάθμη $4I_{15/2}$ στην $4I_{13/2}$. Όταν η εξαναγκασμένη εκπομπή συμβαίνει σε αυτές τις στάθμες, η εξαναγκασμένη εκπομπή λαμβάνει χώρα σε λίγο μεγαλύτερα μήκη κύματος. Οπότε η ενίσχυση συμβαίνει μεταξύ των 1530nm και 1560nm. Ταυτόχρονα με την ενίσχυση που οφείλεται στην εξαναγκασμένη

εκπομπή έχουμε και αυθόρμητη εκπομπή η οποία ενισχύεται, όπως είπαμε και προηγουμένως και δημιουργεί τον θόρυβο ASE.

Χρησιμοποιώντας άντληση στα 980nm έχουμε μετάβαση των ιόντων από την ενεργειακή στάθμη $4I_{15/2}$ στην $4I_{11/2}$. Η αποδιέγερση των φωνονίων προκαλεί μετάπτωση από την στάθμη $4I_{11/2}$ στη στάθμη $4I_{13/2}$. Οπότε εξαναγκασμένη εκπομπή συμβαίνει και σε αυτή την περίπτωση από την στάθμη $4I_{13/2}$ στην $4I_{15/2}$, όπως και στην περίπτωση άντλησης στα 1480nm. Και σε αυτή την περίπτωση η ενίσχυση είναι διαθέσιμη μεταξύ των μηκών κύματος 1530nm και 1560nm. Φυσικά η ενίσχυση αυτή ακολουθείται από θόρυβο λόγω αυθόρμητης εκπομπής, όπως ακριβώς και στην προηγούμενη περίπτωση.

Απορρόφηση προς διεγερμένες στάθμες συμβαίνει ανάμεσα στις στάθμες $4I_{13/2}$ και $4I_{9/2}$ το οποίο με τη σειρά του δημιουργεί ισχυρή απορρόφηση από τα 1600nm και πέρα και άρα καθιστά τον ενισχυτή μη λειτουργικό για αυτά τα μήκη κύματος.



Σχήμα 10. Ενεργειακές μεταβάσεις στις διάφορες στάθμες του ενισχυτή Ερβίου.

4.2.5 Μοντέλο δυο επιπέδων

Στην προηγούμενη παράγραφο περιγράψαμε τις ενεργειακές μεταβάσεις των ιόντων ερβίου που επιτρέπουν την λειτουργία του οπτικού ενισχυτή με ντοπαρισμένη ίνα ερβίου. Για τη μελέτη του ενισχυτή αυτού χρησιμοποιείται ένα μοντέλο το οποίο ονομάζεται μοντέλο δυο επιπέδων. Σε αυτό έχουν γίνει οι ακόλουθες παραδοχές:

Λόγω του μικρού χρόνου ζωής των ιόντων στη στάθμη $4I_{11/2}$ σε σύγκριση με τον χρόνο ζωής της στάθμης $4I_{13/2}$, ο πληθυσμός της στάθμης $4I_{11/2}$ είναι πολύ μικρότερος. Γι' αυτό στο μοντέλο αυτό λαμβάνονται για τον πληθυσμό υπόψη μόνο οι δυο ακόλουθες στάθμες:

- Στάθμη $4I_{13/2}$, η οποία ονομάζεται "άνω στάθμη" με πληθυσμό N_1 ,
ή N_{upper}
- Στάθμη $4I_{15/2}$, η οποία ονομάζεται "κάτω στάθμη" με πληθυσμό N_0 ,
ή N_{lower}

Τα ιόντα που βρίσκονται στην κάτω στάθμη μπορούν να απορροφήσουν ενέργεια και να μεταβούν στην άνω στάθμη. Η πιθανότητα να συμβεί αυτό εξαρτάται από την ενεργό διατομή απορρόφησης $\sigma_a(\lambda)$. Ομοίως ιόντα που βρίσκονται στην άνω στάθμη μπορούν να διεγερθούν από εξωτερικούς παράγοντες και να επανέλθουν στην κάτω στάθμη με ταυτόχρονη εξαναγκασμένη εκπομπή ενός φωτονίου στο μήκος κύματος της διέγερσης. Η πιθανότητα να συμβεί αυτό εξαρτάται από την ενεργό διατομή εκπομπής $\sigma_e(\lambda)$. Τέλος υπάρχει και η πιθανότητα ιόντα που βρίσκονται στην άνω στάθμη να επιστρέψουν στην κάτω στάθμη, χωρίς κάποια εξωτερική διέγερση, με ταυτόχρονη εκπομπή ενός «αυθόρμητου» φωτονίου. Η πιθανότητα να συμβεί αυτό είναι ανάλογη του αντίστροφου του χρόνου ζωής στην άνω στάθμη.

Περισσότερες λεπτομέρειες για την λειτουργία του EDFA και την μαθηματική ανάλυση του μοντέλου που χρησιμοποιείται υπάρχουν στο Παράρτημα Α.

4.2.6 Το φάσμα ενίσχυσης του ενισχυτή Ερβίου

Η φασματική εξάρτηση της ενίσχυσης που παρέχει ο ενισχυτής Ερβίου είναι ένας συνδυασμός των ενεργών διατομών εκπομπής και απορρόφησης του υλικού καθώς και του πληθυσμού που έχει η άνω και κάτω στάθμη. Για το μοντέλο δυο επιπέδων που κυρίως χρησιμοποιείται η ενίσχυση μπορεί να γραφτεί ως εξής (χρησιμοποιώντας τις σχέσεις (A.1), (A.2), (A.3) του **Παράρτηματος Α** και την αναφορά [Giles90]):

$$G(\lambda) = \text{Exp} \left\{ \Gamma(\lambda) N_t \int_0^L [\sigma_e(\lambda) n_1(z) - \sigma_a(\lambda) n_0(z)] dz \right\} \quad (1)$$

όπου το $\Gamma(\lambda)$ αντιπροσωπεύει τον παράγοντα επικάλυψης ανάμεσα στο σήμα του ενισχυτή και τον πληθυσμό των ιόντων και L είναι το μήκος της ντοπαρισμένης ίνας ερβίου. Τα n_1 και n_2 αποτελούν τις κανονικοποιημένες πυκνότητες πιθανότητας, για την άνω και κάτω στάθμη, και δίνονται από τους τύπους:

$$n_0 = \frac{N_0}{N_t}, \quad n_1 = \frac{N_1}{N_t} \quad (2)$$

όπου το N_t αποτελεί την συνολική πυκνότητα ιόντων στην ίνα. Ισχύει προφανώς ότι $n_0 + n_1 = 1$. Φυσικά αυτή η παραδοχή αποκλείει την περίπτωση τα ιόντα του ερβίου να καταλαμβάνουν κάποια άλλη ενεργειακή κατάσταση, το οποίο είναι μια προσέγγιση και αποκλείει την εισαγωγή πιο πολύπλοκων φαινομένων που συμβαίνουν στον ενισχυτή. Ένα μεγάλο πρόβλημα για τον υπολογισμό της ενίσχυσης είναι ότι οι πυκνότητες των πληθυσμών εξαρτώνται από την απόσταση z . Θεωρώντας όμως ότι η αναστροφή πληθυσμού είναι ομοιόμορφη κατά μήκος του πυρήνα της ίνας, πράγμα που αναμένεται όταν $\Gamma(\lambda_p) \ll 1$ για το μήκος κύματος άντλησης λ_p , μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τη μέση τιμή των συγκεντρώσεων ιόντων σε κάθε ενεργειακή κατάσταση. Έτσι για τον παράγοντα ενίσχυσης $g(\lambda) = \ln[G(\lambda)]$ θα έχουμε [Giles90]:

$$g(\lambda) = \Gamma(\lambda) N_t L [\sigma_e(\lambda) \bar{n}_1 - \sigma_a(\lambda) \bar{n}_0] \quad (3)$$

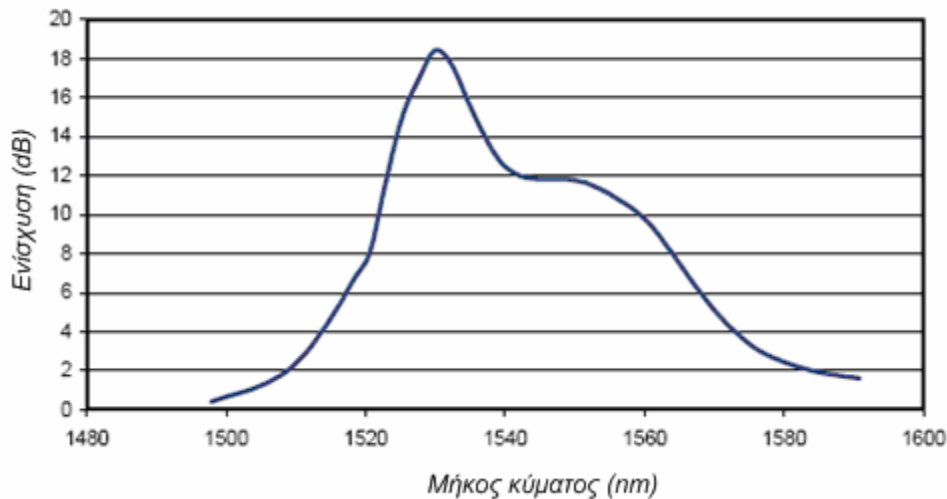
όπου $\bar{n}_i = \frac{1}{L} \int_0^L n_i(z) dz$ είναι η μέση τιμή της κανονικοποιημένης πυκνότητας

πληθυσμού σε όλο το μήκος της ντοπαρισμένης ίνας.

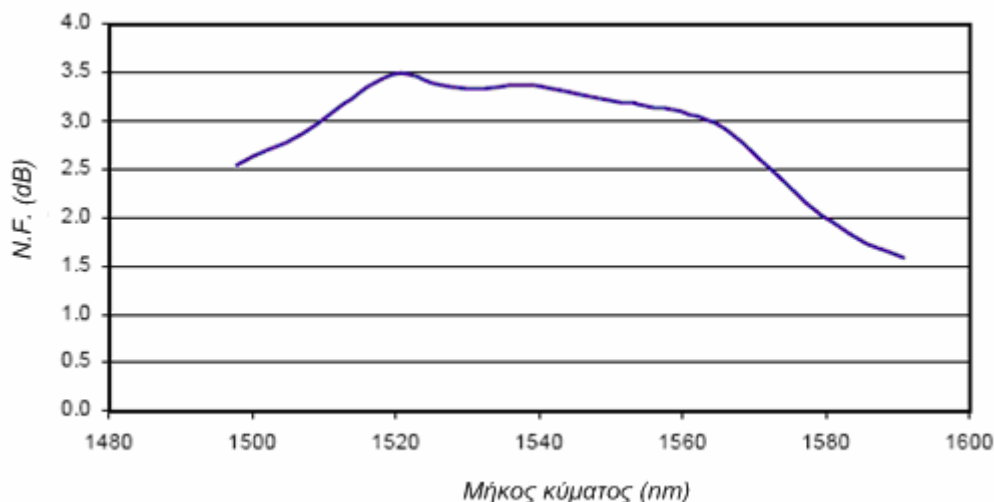
Τέλος για πρακτικές εφαρμογές ο υπολογισμός της ενίσχυσης (σε dB), γίνεται με χρήση της ακόλουθης σχέσης:

$$G_{dB}(\lambda) = 3.343\Gamma(\lambda)L(\sigma_e(\lambda)\bar{n}_1 + \sigma_a(\lambda)\bar{n}_0) - \text{Εσωτερικές Απώλειες} \quad (4)$$

Ένα τυπικό προφίλ ενίσχυσης EDFA σε συνάρτηση με το μήκος κύματος φαίνεται στο Σχήμα 11, ενώ τυπικό προφίλ του παράγοντα θορύβου του ενισχυτή φαίνεται στο Σχήμα 12.



Σχήμα 11. Εξάρτηση της ενίσχυσης τυπικού ενισχυτή Ερβίου από το μήκος κύματος



Σχήμα 12. Εξάρτηση του παράγοντα θορύβου (N.F.) για ενισχυτή χαμηλού θορύβου.

4.2.7 Θόρυβος στους ενισχυτές ίνας Ερβίου

Ο θόρυβος σε ένα οπτικό ενισχυτή εμφανίζεται κυρίως λόγω της τυχαίας ασύγχρονης εκπομπής φωτονίων που συμβαίνει στους διεγερμένους φορείς. Κάθε διεγερμένος φορέας μπορεί να εκπέμψει σε οποιαδήποτε στερεή γωνία, μόνο όμως το ποσοστό των τυχαίων αυτών εκπομπών που εκπέμπουν μέσα σε μια κρίσιμη γωνία η οποία τους επιτρέπει να περάσουν στην περιοχή κυματοδήγησης θα δημιουργήσουν περαιτέρω, εξαναγκασμένες αυτή τη φορά, εκπομπές και έτσι θα ενισχυθεί ο θόρυβος που δημιουργήθηκε αυθόρμητα. Για το λόγο αυτό, το τυχαία εκπεμπόμενο φως που εισέρχεται στην περιοχή κυματοδήγησης ενισχύεται και εκπέμπεται από τον ενισχυτή σαν θόρυβος με την ονομασία ASE (**A**mplified **S**pontaneous **E**mission). Ο θόρυβος αυτός έχει μεγάλο εύρος ζώνης και εκπέμπεται σε όλο το εύρος ζώνης ενίσχυσης. Επιπλέον επειδή οι διεγερμένοι φορείς είναι περιορισμένοι σε αριθμό, όσο ποιο πολλοί αποδιεγείρονται μέσω αυθόρμητης εκπομπής, τόσο λιγότεροι παραμένουν για την εξαναγκασμένη εκπομπή που απαιτείται για την ενίσχυση του σήματος.

Για να μπορέσουμε να χαρακτηρίσουμε τους ενισχυτές ως προς τον θόρυβο που εισάγουν χρησιμοποιούμε όπως είναι γνωστό τον δείκτη θορύβου, ο οποίος ορίζεται ως ο λόγος του σηματοθορυβικού λόγου εισόδου του ενισχυτή προς τον σηματοθορυβικό λόγο εξόδου του ενισχυτή. Δηλαδή:

$$NF = \frac{SNR_{\text{εισόδου}}}{SNR_{\text{εξόδου}}}$$

Για του ενισχυτές ερβίου μπορούμε να αποδείξουμε ότι ([Desurvire90]):

$$NF(\lambda) = \frac{2P_{sp}(\lambda)+1}{G(\lambda)} = \frac{2n_{sp}(\lambda)[G(\lambda)-1]+1}{G(\lambda)} \quad (5)$$

όπου

$$n_{sp} = \frac{P_{sp}}{hf(\Delta f)(G-1)} \quad (6)$$

με h τη σταθερά του Planck, f η οπτική συχνότητα, Δf το εύρος ζώνης ενίσχυσης του ενισχυτή, και P_{sp} είναι η ολική ισχύς θορύβου ASE σε όλο το εύρος ζώνης ενίσχυσης (Δf) σε μία πόλωση.

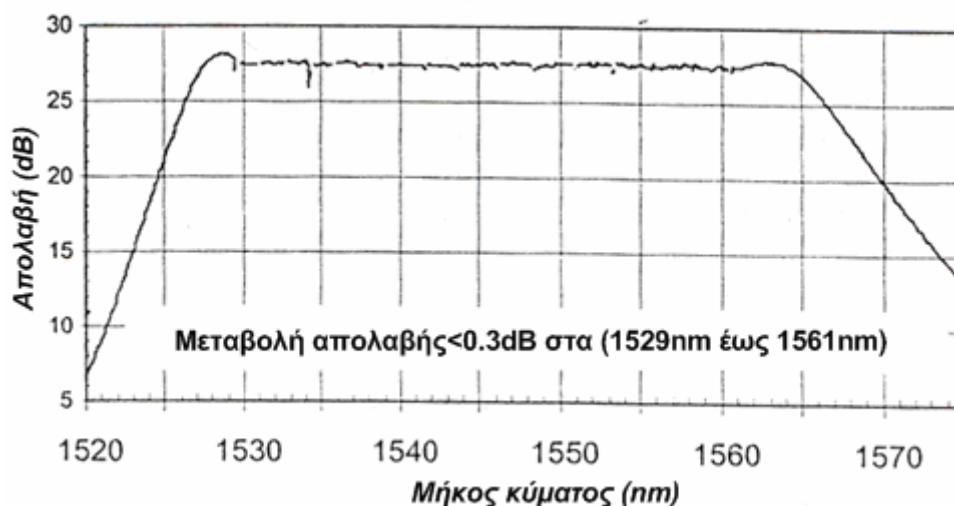
Τέλος στην περίπτωση που το $G \gg 1$ (που είναι και η πιο συνηθισμένη), τότε το NF παίρνει περίπου την τιμή $2n_{sp}(\lambda)$.

4.2.8 Τεχνικές εξομάλυνσης του φάσματος ενίσχυσης

Όπως βλέπουμε από το Σχήμα 11 η ενίσχυση του ενισχυτή Ερβίου δεν είναι ομοιόμορφη σε όλο το εύρος ενίσχυσης. Ανάλογα με το μήκος κύματος η διαφορά στην ενίσχυση μπορεί να φτάσει και μέχρι 5–6dB. Αν και αυτή η διαφορά στην ενίσχυση δεν δημιουργεί προβλήματα σε συστήματα που χρησιμοποιούν ένα κανάλι για μεταφορά δεδομένων, δημιουργεί όμως σοβαρά προβλήματα σε συστήματα πολυπλεξίας μήκους κύματος (WDM), αφού στο δέκτη τα οπτικά κανάλια έχουν διαφορετική ισχύ και οπότε και διαφορετική απόδοση. Τα προβλήματα γίνονται ακόμα μεγαλύτερα όταν τοποθετήσουμε αρκετούς ενισχυτές στη σειρά για να ενισχύουμε περιοδικά το σήμα μέσα σε ένα δίκτυο. Τότε η διαφορά στην ενίσχυση αυξάνεται σε κάθε στάδιο αφού προστίθεται η διαφορά του κάθε επιπλέον ενισχυτή. Όμως είναι γνωστό ότι για να μπορέσουμε να ανιχνεύσουμε το κάθε μήκος κύματος στο δέκτη χρειάζεται να προσπίπτει ισχύς

τουλάχιστον όση η ευαισθησία του δέκτη. Έχοντας αυτό υπόψη μας καθώς και το φάσμα ενίσχυσης του ενισχυτή (βλέπε Σχήμα 11), πρέπει, κατά τον υπολογισμό του ισοζυγίου ισχύος του δικτύου, να απαιτήσουμε το κανάλι που ενισχύεται λιγότερο από το τον ενισχυτή να έχει την απαραίτητη ισχύ για την ανίχνευσή του από το δέκτη. Αυτό όμως μας οδηγεί σε υπερβολικές ισχύς για τα υπόλοιπα κανάλια και έτσι αυξημένα μη γραμμικά φαινόμενα σε αυτά. Καταλαβαίνουμε δηλαδή ότι το συγκεκριμένο φάσμα ενίσχυσης του ενισχυτή Ερβίου κάνει καταρχήν απαγορευτική τη χρήση του σε πολυκυματικά συστήματα, με πολλαπλά στάδια ενίσχυσης.

Η λύση στο προηγούμενο πρόβλημα όπως καταλαβαίνουμε είναι η εξομάλυνση του φάσματος ενίσχυσης. Για να το επιτύχουμε αυτό χρησιμοποιούμε συνήθως ειδικά φίλτρα εξομάλυνσης απολαβής (**Gain Equalization Filters, GEF**) όπως λέγονται. Τα φίλτρα αυτά έχουν συνάρτηση μεταφοράς η οποία εξαρτάται από τη συχνότητα, με τέτοιο τρόπο που ο συνδυασμός με τον ενισχυτή να σταθεροποιεί την ενίσχυση σε ένα συγκεκριμένο επίπεδο. Προφανώς επειδή το φίλτρο δεν έχει την δυνατότητα να ενισχύει παρά μόνο να εξασθενεί, το επίπεδο σταθεροποίησης της ενίσχυσης είναι η χαμηλότερη ενίσχυση που μπορεί να προσφέρει ο ενισχυτής στο εύρος των καναλιών που χρησιμοποιούμε. Ουσιαστικά δηλαδή περιορίζουμε την ενίσχυση των καναλιών που είναι πάνω από ένα συγκεκριμένο όριο. Το φάσμα ενίσχυσης του ενισχυτή ύστερα από χρήση φίλτρου εξομάλυνσης παίρνει τη μορφή που φαίνεται στο Σχήμα 13.



Σχήμα 13. Το προφίλ ενίσχυσης ενός EDFA όταν αυτός έχει υποστεί εξομάλυνση απολαβής με χρήση φίλτρου.

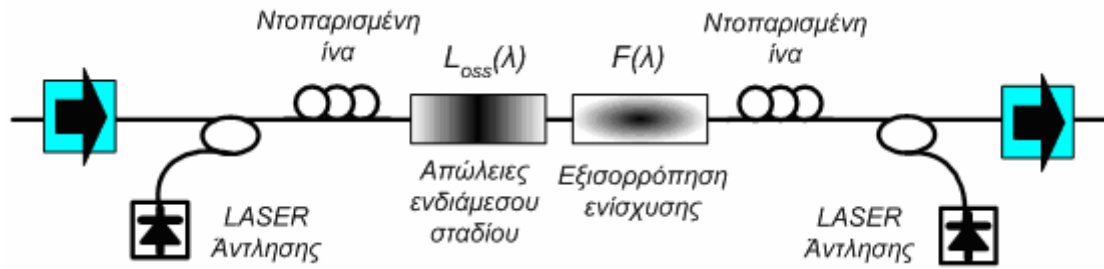
Πολλοί τύποι φίλτρων εξομάλυνσης απολαβής έχουν προταθεί από τις αρχές της δεκαετίας του 1990. Αυτά περιλαμβάνουν φίλτρα που ενσωματώνονται μέσα στο μήκος της ντοπαρισμένης ίνας ([Tachibana90]), φίλτρα που προστίθενται μετά τον EDFA ([Inoue91]) όπως φίλτρα Mach-Zehnder, αλλά και ακουστοοπτικά φίλτρα και Bragg Gratings που έχουν αποδειχθεί πολύ επιτυχημένα στο να μπορούν να εξομαλύνουν την απολαβή με πολύ μεγάλη ακρίβεια. Τρεις όμως αποδείχθηκαν ότι είναι οι πιο οικονομικές λύσεις. Η πρώτη χρησιμοποιεί thin-films φίλτρα τα οποία διαθέτουν την κατάλληλη συνάρτηση μεταφοράς και είναι πολύ εύκολο να κατασκευαστούν. Τα φίλτρα αυτά είναι αρκετά απλά, αλλά έχουν προταθεί και άλλες πιο πολύπλοκες λύσεις βασισμένες σε αυτή τη λογική ([Fukyotoku96]). Η δεύτερη και τρίτη λύση βασίζεται στη φωτοευαισθησία ([Kashyap99]) και κάνει χρήση Bragg Gratings τα οποία όμως είναι πιο ακριβά και πιο δύσκολα στην κατασκευή τους. Τα φίλτρα αυτά έχουν την δυνατότητα να αντιμετωπίσουν διαφορετικά προφίλ ενίσχυσης των EDFA σε αντίθεση με τα thin film φίλτρα τα οποία φτιάχνονται κυρίως για ένα συγκεκριμένο προφίλ ενίσχυσης.

Μια αρκετά διαδεδομένη λύση για ένα πιο εξομαλυμένο προφίλ ενίσχυσης EDFA δίνει η χρήση δυο σταδίων ενίσχυσης στην αρχιτεκτονική του. Η μέθοδος αυτή μας δίνει και αρκετά άλλα πλεονεκτήματα, όπως χαμηλό θόρυβο και υψηλή απολαβή και γι' αυτό χρησιμοποιείται κυρίως στα δίκτυα οπτικών ινών με

πολυπλεξία μήκους κύματος. Στις επόμενες παραγράφους θα περιγράψουμε πως λειτουργεί ένας τέτοιος ενισχυτής καθώς και τις ιδιότητές του.

4.2.9 Ενισχυτής ίνας Ερβίου δυο σταδίων

Οι ενισχυτές ίνας Ερβίου που περιγράψαμε στις προηγούμενες παραγράφους χρησιμοποιήθηκαν στις πρώτες γενιές οπτικών δικτύων. Οι ενισχυτές ερβίου ενός σταδίου χρησιμοποιούνται ακόμα αλλά για εφαρμογές που έχουν να κάνουν με ένα μήκος κύματος. Τα δεύτερης γενιάς οπτικά δίκτυα, για να μπορέσουν να διαχειριστούν τα πολλά μήκη κύματος που χρησιμοποιούν αλλά και για να μπορέσουν να αντισταθμίσουν τις επιπλέον απώλειες που εισάγει η διασπορά σε ταχύτητες από 10Gb/s και πάνω, καθιστούν επιτακτική την ανάγκη για ενισχυτές με καλύτερη απόδοση από αυτή των EDFA ενός σταδίου. Μια τέτοια τεχνολογία που μπορεί να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις αυτές είναι οι ενισχυτές ίνας Ερβίου δύο σταδίων. Ουσιαστικά πρόκειται για δυο ενισχυτές ερβίου τοποθετημένοι σε σειρά, με διαφορετικές όμως πηγές άντλησης και με δυνατότητα να εισάγουμε επιπλέον απώλειες του δικτύου ανάμεσα στα δυο στάδια. Οι επιπλέον αυτές απώλειες είναι συνήθως οι απώλειες που εισάγει η ίνα συμπίεσης διασποράς (DCF, βλέπε Κεφάλαιο 5), ή οι απώλειες του κόμβου, όπου βέβαια αυτό είναι εφικτό από την αρχιτεκτονική του κόμβου. Στα σύγχρονα δίκτυα περίπου στο 1/3 των περιπτώσεων οι ενδιάμεσες απώλειες χρησιμοποιούνται για να καλύψουν τις απώλειες των κόμβων. Ένα διάγραμμα μπλοκ EDFA δυο σταδίων με ενδιάμεσες απώλειες φαίνεται στο Σχήμα 14.



Σχήμα 14. Μπλόκ διάγραμμα ενισχυτή δύο σταδίων. Παρατηρούμε τα δυο LASER άντλησης και τις δυο ντοπαρισμένες ίνες. Στο ενδιάμεσο στάδιο μπορούμε να εισάγουμε συγκεκριμένες επιπλέον απώλειες του δικτύου. Ο ενισχυτής διαθέτει μηχανισμό εξομάλυνσης του φάσματος της ενίσχυσης του.

Η σχεδίαση του ενισχυτή πρέπει να είναι τέτοια ώστε το N.F. να είναι όσο το δυνατόν μικρότερο. Σημαντικό ρόλο σε αυτό παίζει η σχεδίαση του πρώτου σταδίου, όπως θα δούμε και στις επόμενες σχέσεις. Η συνολική ισχύς θορύβου του ενισχυτή δύο σταδίων δίνεται από τον ακόλουθο τύπο ([Desurvire]):

$$P_{ASE}^{ολικο}(\lambda) = P_{ASE}^{\Sigma\acute{\alpha}\delta\iota\omicron 1}(\lambda) \frac{G_2(\lambda)}{L_{oss}(\lambda)} F(\lambda) + P_{ASE}^{\Sigma\acute{\alpha}\delta\iota\omicron 2}(\lambda) \quad (7)$$

και

$$G(\lambda) = G_1(\lambda) \cdot F(\lambda) \frac{1}{L_{oss}(\lambda)} G_2(\lambda) \quad (8)$$

Οπότε ο δείκτης θορύβου θα δίνεται από τον τύπο:

$$NF(\lambda) = NF_1(\lambda) + \frac{NF_2}{\frac{G_1(\lambda)}{L_{oss}(\lambda)} F(\lambda)} \quad (9)$$

όπου P_{ASE} είναι η ισχύς του θορύβου ASE που εισάγει ο ενισχυτής, $G_i(\lambda)$ είναι η ενίσχυση του i σταδίου του ενισχυτή, $L_{oss}(\lambda)$ είναι ενδιάμεσες απώλειες και $F(\lambda)$ είναι η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου εξισορρόπησης της ενίσχυσης στο μέσο του ενισχυτή. Όπως βλέπουμε από την εξίσωση (9) είναι πολύ σημαντικό η

ενίσχυση του πρώτου σταδίου του ενισχυτή να είναι πολύ μεγαλύτερη από τις ενδιάμεσες απώλειες ($Loss(\lambda)$) του ενισχυτή και το φίλτρο εξομάλυνσης ($F(\lambda)$) στο συγκεκριμένο μήκος κύματος, γιατί τότε ο δείκτης θορύβου του συστήματος, είναι ουσιαστικά ο δείκτης θορύβου του πρώτου σταδίου μόνο.

Για τον σχεδιασμό ενός δυο σταδίων EDFA, προσπαθούμε να κρατήσουμε και το δείκτη θορύβου αλλά και την κατανάλωση ενέργειας όσο το δυνατό πιο χαμηλά γίνεται. Για το λόγο αυτό το πρώτο στάδιο που είναι κυρίως υπεύθυνο για το θόρυβο στον ενισχυτή κατασκευάζεται με τέτοιο τρόπο ώστε να έχει ελάχιστο δείκτη θορύβου. Χρησιμοποιείται συνήθως LASER άντλησης στα 980nm το οποίο μας εξασφαλίζει λιγότερο θόρυβο στο πρώτο στάδιο.

Ο ενισχυτής μας, χρειάζεται να έχει αρκετά υψηλή ισχύ εξόδου, περίπου στα 17 με 23dBm για να μπορεί την ισχύ αυτή να τη μοιράσει στο πλήθος των καναλιών (από 16 μέχρι 80 οπτικά κανάλια) που διέρχονται από αυτόν. Έτσι το δεύτερο στάδιο του ενισχυτή χρησιμοποιεί LASER άντλησης στα 1480nm το οποίο μας εξασφαλίζει υψηλή ισχύ εξόδου στο σήμα μας. Αυτό συμβαίνει κυρίως γιατί στα 1480nm υπάρχουν διαθέσιμα LASER που μπορούν να δώσουν ισχύ άντλησης μεγαλύτερη των 400mW το οποίο είναι απαραίτητο για να έχουμε εξόδους με ισχύ 23dBm. Μέχρι τώρα τέτοια ισχύς δεν είναι εφικτή από πηγές στα 980nm αλλά στο μέλλον υπάρχει προοπτική να επιτευχθεί κάτι τέτοιο. Μια τέτοια λύση θα ήταν το ιδανικότερο για την κατασκευή EDFA δυο σταδίων αφού θα επέτρεπε να την κατασκευή τους με χρήση μόνο μιας πηγής LASER στα 980nm και για τα δυο LASER άντλησης. Με αυτό το τρόπο θα μειωνόταν σημαντικά το κόστος κατασκευής ενισχυτών Erbium δυο επιπέδων.

Το φάσμα ενίσχυσης των ενισχυτών Erbium δύο επιπέδων συνήθως είναι πολύ πιο ομαλό από αυτό του ενισχυτή ενός επιπέδου. Χρησιμοποιώντας φίλτρα εξομάλυνσης στο ενδιάμεσο στάδιο μπορούμε να επιτύχουμε αρκετά ομοιόμορφο φάσμα ενίσχυσης για ένα μεγάλο εύρος εισερχομένων ισχύων. Εμπορικά διαθέσιμη τεχνολογία μας δίνει ενίσχυση η οποία έχει μεταβολή μικρότερη από 1dB για το εύρος ενίσχυσης που μπορεί να δώσει ο ενισχυτής. Στις εξομοιώσεις που θα

ακολουθήσουν θα χρησιμοποιήσουμε ενισχυτές Ερβίου δύο σταδίων οι οποίοι θα έχουν ακριβώς αυτό το χαρακτηριστικό.

4.2.10 Κατασκευαστικοί περιορισμοί στους ενισχυτές Ερβίου για τα δίκτυα οπτικών ινών

Από τους ενισχυτές Ερβίου που χρησιμοποιούνται για δίκτυα πολυπλεξίας μήκους κύματος απαιτείται υψηλή ισχύ εξόδου αλλά και χαμηλό θόρυβο ενώ ταυτόχρονα είναι απαραίτητο επίπεδο προφίλ ενίσχυσης καθώς και η δυνατότητα για απώλειες ενδιάμεσου σταδίου (**Mid-stage losses**). Ακόμα είναι απαραίτητη η αναισθησία τους στην πόλωση και η χαμηλή εξάρτηση της απόδοσής τους από την θερμοκρασία. Για το λόγο αυτό οι ενισχυτές Ερβίου δύο σταδίων με LASER άντλησης πρώτου σταδίου στα 980nm αποτελούν μια πολύ καλή λύση για τέτοιου είδους δίκτυα, αφού καλύπτουν τις προηγούμενες απαιτήσεις και χρησιμοποιούνται ευρέως τα τελευταία χρόνια. Όμως πέρα από τα πλεονεκτήματα των ενισχυτών Ερβίου, υπάρχουν και κάποια μειονεκτήματα ως προς τη λειτουργία τους. Τα προβλήματα αυτά σχετίζονται κυρίως με την αδυναμία των ενισχυτών ερβίου να ρυθμίζουν την ενίσχυσή τους ([Desurvire]).

Το πρώτο πρόβλημα που προκύπτει έχει να κάνει με το σχεδιασμό των δικτύων οπτικών ινών. Οι απώλειες κάθε τμήματος του δικτύου δεν είναι ίδιες και εξαρτώνται από το μήκος της ίνας που περιέχουν αλλά και τα παθητικά στοιχεία που περιλαμβάνουν. Το πρόβλημα είναι ότι από τη στιγμή που ο ενισχυτής Ερβίου θα σχεδιαστεί, παρέχει επίπεδο προφίλ απολαβής κυρίως για ένα συγκεκριμένο επίπεδο ενίσχυσης. Έτσι σχεδόν τις περισσότερες φορές ο ενισχυτής λειτουργεί σε διαφορετική ισχύ από αυτή που έχει βελτιστοποιηθεί και αυτό με τη σειρά του δημιουργεί προβλήματα ως προς την ομοιομορφία της ενίσχυσης που παρέχει στα κανάλια του δικτύου. Για το λόγο αυτό δεν γίνεται περαιτέρω προσπάθεια να μειωθεί και άλλο η διαφορά ενίσχυσης ανάμεσα στα κανάλια που όπως έχουμε πει είναι περίπου 1dB.

Το επόμενο πρόβλημα που συναντάμε στους ενισχυτές Ερβίου, έχει να κάνει με την σταθερότητα της ενίσχυσης στο χρόνο. Σε ένα δίκτυο οι απώλειες με το χρόνο αυξάνουν (λόγω αύξησης των απωλειών της ίνας και των άλλων παθητικών

στοιχείων), και αυτό επηρεάζει την ισχύ που εισέρχεται στην είσοδο του ενισχυτή. Έτσι ο ενισχυτής δεν λειτουργεί κάτω από τις συνθήκες για τις οποίες έχει βελτιστοποιηθεί και αυτό επηρεάζει το επίπεδο προφίλ απολαβής. Τα LASER άντλησης που χρησιμοποιούμε έχουν σχεδιαστεί να δίνουν σταθερή ισχύ σε όλη τη διάρκεια της ζωής τους και έτσι ο ενισχυτής να έχει σταθερή ισχύ εξόδου. Αυτό όμως οδηγεί μερικά κανάλια να παίρνουν μεγαλύτερη ισχύ και οπότε να έχουν αυξημένα προβλήματα με τα μη γραμμικά φαινόμενα με τη πάροδο του χρόνου.

Τέλος άλλο ένα σημαντικό πρόβλημα έχει να κάνει με την κατασκευή του EDFA. Στους ενισχυτές ερβίου δύο σταδίων περιέχονται δυο ντοπαρισμένες ίνες και ένα πλήθος παθητικών στοιχείων, τα οποία αν και οι απώλειες τους είναι γνωστές διαφέρουν λίγο ή πολύ από τη μέση ονομαστική τιμή τους. Αυτό δημιουργεί προβλήματα στην κατασκευή τους και στην αναστροφή πληθυσμού μέσα στις ντοπαρισμένες ίνες, με αποτέλεσμα να μην έχουμε το επίπεδο προφίλ που επιθυμούμε. Τον τελευταίο καιρό στην κατασκευή των ενισχυτών Ερβίου τοποθετούνται μεταβλητοί ηλεκτρικοί εξασθενητές οι οποίοι προσθέτουν επιπλέον απώλειες όταν χρειάζονται διατηρώντας έτσι επιθυμητό προφίλ απολαβής. Αυτό όμως είναι ένα επιπλέον κόστος στην κατασκευή του ενισχυτή Ερβίου.

Οι προηγούμενοι περιορισμοί που αναφέρουμε περιπλέκουν αρκετά την κατασκευή του ενισχυτή Ερβίου έτσι ώστε να ικανοποιεί τις προδιαγραφές των οπτικών δικτύων πολυπλεξίας μήκους κύματος. Προφανώς η πολυπλοκότητα κατασκευής αυξάνει το κόστος και γι' αυτό οι σχεδιαστές των δικτύων επιλέγουν με πολύ προσοχή τους ενισχυτές που θα χρησιμοποιήσουν και προσπαθούν με κάθε τρόπο να περιορίσουν το πλήθος τους.

4.3 Οι ημιαγωγικοί ενισχυτές (SOA)

Οι ημιαγωγικοί ενισχυτές (**Semiconductor Optical Amplifiers, SOA**) σε αντίθεση με τους ενισχυτές ίνας Ερβίου, δεν χρησιμοποιούνται συνήθως για ενίσχυση του διερχόμενου σήματος. Η πιο συνηθισμένη λειτουργία τους είναι αυτή του οπτικού διακόπτη. Έτσι οι SOA ανάλογα με τον αν περνάει ή δεν περνάει από αυτούς ρεύμα έγχυσης αφήνουν να περάσει ή εξασθενούν κατά ένα μεγάλο

παράγοντα το διερχόμενο σήμα. Έτσι ελέγχοντας το ρεύμα έγχυσης του ενισχυτή, μπορούμε να ελέγξουμε την διέλευση η όχι της οπτικής ισχύος. Για αυτή ακριβώς την λειτουργία χρησιμοποιούμε τους ημιαγωγικούς ενισχυτές στην αρχιτεκτονική Τύπου II. Στην περίπτωση που θελήσουμε να διαγράψουμε κάποιο από τα πακέτα που έχει διαβάσει ο κόμβος, το επιτυγχάνουμε χρησιμοποιώντας το SOA σαν κλειστό διακόπτη για τη χρονική διάρκεια του πακέτου.

Το μοντέλο του SOA που χρησιμοποιήσαμε για την μελέτη του συστήματος αποτελεί ένα απλό μοντέλο δυο επιπέδων [Shimada94]. Για ευκολία στους υπολογισμούς στις φυσικές ποσότητες που εξαρτώνται από την απόσταση έχουν χρησιμοποιηθεί οι μέσες τιμές τους επάνω στο μήκος L του ενισχυτή.

Το υλικό ενίσχυσης του ενισχυτή περιγράφεται από τον παράγοντα ενίσχυσης $g(N)$ (ανά μονάδα μήκους) το οποίο εξαρτάται από την πυκνότητα φορέων. Ο παράγοντας ενίσχυσης δίνεται από τον τύπο:

$$g(N) = \frac{dg}{dN}(N - N_{tr}) \quad (10)$$

όπου N_{tr} είναι η πυκνότητα φορέων στο σημείο που ο ενισχυτής φτάνει στην διαφάνεια και $\frac{dg}{dN}$ είναι η κλίση της καμπύλης $g=g(N)$. Η πραγματική ενίσχυση του SOA εξαρτάται εκτός από τον παράγοντα ενίσχυσης, από τον παράγοντα επικάλυψης Γ (δηλαδή το ποσοστό της ισχύος του διαδιδόμενου κύματος μέσα στην ενεργό περιοχή του ενισχυτή) και από τις εσωτερικές απώλειες του κυματοδηγού του ενισχυτή. Η εσωτερική ενίσχυση οπότε θα δίνεται από τον τύπο:

$$g_{tot}(N) = \Gamma g(N) - a_s \quad (11)$$

Η προηγούμενη ενίσχυση αποτελεί την ενίσχυση ανά μονάδα μήκους που λαμβάνει ένα κύμα καθώς αυτό περνάει από τον ενισχυτή. Αν θέλουμε την συνολική του κύματος στη θέση z του ενισχυτή αυτή θα δίνεται από:

$$G(N, z) = \exp[g_{tot}(N)z] = \exp[(\Gamma g(N) - a_s)z] \quad (12)$$

όπου θεωρήσαμε ότι η πυκνότητα των φορέων είναι σταθερή σε όλο το μήκος του ενισχυτή. Με την βοήθεια της σχέσης (12), η μέση ισχύς εξόδου του διερχόμενου οπτικού κύματος υπολογίζεται ως εξής:

$$\begin{aligned} P_{av} &= \frac{1}{L} \int_0^L P(N, z) dz = \frac{1}{L} \int_0^L P_{in} G(N, z) dz = \frac{P_{in}}{L} \int_0^L \exp[g_{tot}(N)z] dz = \\ &= P_{in} \frac{\exp[g_{tot}(N)L] - 1}{g_{tot}(N)L} \end{aligned} \quad (13)$$

Αξίζει να σημειώσουμε ότι η μέση ισχύς P_{av} εξαρτάται από τη χρονική στιγμή t , αφού και η εισερχόμενη ισχύς P_{in} στη γενική περίπτωση είναι συνάρτηση του χρόνου αλλά και η πυκνότητα των φορέων N είναι και αυτή εξαρτώμενη από το χρόνο. Η εξίσωση που περιγράφει την εξάρτηση του N από το χρόνο δίνεται από το [Agrawal86]:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{qV} - R(N) - \frac{\Gamma g(N) P_{av}(N, t) L}{V h f} \quad (14)$$

όπου I είναι το ρεύμα έγχυσης του ενισχυτή, q είναι το φορτίο του ηλεκτρονίου, V είναι ο όγκος της ενεργού περιοχής του ενισχυτή, f είναι η συχνότητα του προσπίπτοντος φωτός και h είναι η σταθερά του Planck. Τέλος το $R(N)$ ονομάζεται ρυθμός επανασύνδεσης του ενισχυτή και δίνεται από τον τύπο [Agrawal86]:

$$R(N) = AN + BN^2 + CN^3 \quad (15)$$

Όπου τα A , B , C είναι σταθερές που χαρακτηρίζουν τις διάφορες διαδικασίες επανασύνδεσης. Οι εξισώσεις (14) και (15) λύνονται αριθμητικά χρησιμοποιώντας 5^{ης} τάξης Runge-Kutta αλγόριθμο.

Τα κύρια χαρακτηριστικά ενός ημιαγωγικού ενισχυτή είναι η ενίσχυσή του, η ισχύς κορεσμού καθώς και ο λόγος θορύβου (N.F.).

5. Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράψαμε την αρχιτεκτονική ενός Μητροπολιτικού δικτύου κατάλληλο για μεταγωγή πακέτου. Το δίκτυο αυτό δεν χρησιμοποιεί οπτικές ενδιάμεσες μνήμες σε κανένα σημείο της λειτουργίας του (εκτός από τα άκρα του δικτύου), αλλά εκμεταλλεύεται τις δυνατότητες της οπτικής τεχνολογίας, όπως το ότι μπορούν να μεταδοθούν πολλά μήκη κύματος μέσα σε μια οπτική ίνα. Έτσι καταφέρνει να αποφεύγει τις συγκρούσεις μεταξύ των πακέτων που πρέπει να δρομολογηθούν με χρήση κατάλληλων πρωτοκόλλων (MAC) αλλά και με την τοποθέτησή τους σε διαφορετικά μήκη κύματος. Η καινοτομία αυτή του δικτύου βοηθάει στο να μειωθεί το κόστος του μια και η τεχνολογία των ενδιάμεσων οπτικών μνημών δεν είναι ακόμα ώριμη και έχει πολλά προβλήματα στην λειτουργία της.

Το Μητροπολιτικό δίκτυο αποτελείται από ένα η περισσότερους δακτυλίους (ανάλογα με τις απαιτήσεις ως προς την χωρητικότητα και τη γεωγραφική περιοχή που θα εγκατασταθεί) και ένα Οπτικό Μεταγωγέα Πακέτων ο οποίος διαχειρίζεται την κυκλοφορία των πακέτων ανάμεσα σε αυτούς. Για την υλοποίηση των κόμβων χρησιμοποιούνται δυο διαφορετικές αρχιτεκτονικές με κάθε μία να έχει διαφορετικά χαρακτηριστικά και ιδιότητες. Έτσι η αρχιτεκτονική Τύπου I είναι η πιο απλή αρχιτεκτονική που θα μπορούσαμε να πραγματοποιήσουμε αφού αποτελείται από τα απολύτως απαραίτητα οπτικά στοιχεία (Πολυπλέκτη/Αποπολυπλέκτη πομπούς/δέκτες και κανάλι ελέγχου), αλλά προσφέρει περιορισμένες δυνατότητες ως προς την οπτική επεξεργασία των πακέτων. Η αρχιτεκτονική Τύπου II είναι αρκετά πιο πολύπλοκη ως προς τα οπτικά στοιχεία που περιέχει, αλλά μας δίνει αυξημένες δυνατότητες για την οπτική επεξεργασία των πακέτων. Η πιο σημαντική δυνατότητα που μας παρέχει είναι ότι μπορεί να σβήνει τα πακέτα που έχουμε ήδη διαβάσει στον κόμβο, όταν αυτά δεν προορίζονται για κάποιον άλλο κόμβο η για ευρεία αναμετάδοση (broadcast).

Στη συνέχεια αναλύσαμε μερικές σημαντικές συσκευές για τη λειτουργία του δικτύου. Έτσι περιγράψαμε τους δέκτες που χρησιμοποιούμε και την απαραίτητη ευαισθησία που πρέπει να έχουν, τους ημιαγωγικούς ενισχυτές SOA, τους οπτικούς αναγεννητές 3R που χρησιμοποιούμε στον Οπτικό Μεταγωγέα πακέτων και τον

ενισχυτή ίνας Ερβίου. Ειδικά ο ενισχυτής Ερβίου όπως θα δούμε και στο επόμενο Κεφάλαιο έχει καθοριστικό ρόλο στην απόδοση του συστήματος. Η χρήση του ενισχυτή δύο σταδίων μας επιτρέπει στο δίκτυο Τύπου I να τοποθετήσουμε τις απώλειες του κόμβου στις ενδιάμεσες απώλειες του ενισχυτή και έτσι να βελτιώσουμε κατά πολύ τον ισολογισμό ισχύος του δικτύου. Αντίθετα στην περίπτωση του δικτύου Τύπου II, λόγω της πολυπλοκότητας της αρχιτεκτονικής αυτό δεν είναι εφικτό. Σημαντικό ρόλο παίζει στην απόδοση του δικτύου και το προφίλ ενίσχυσης το οποίο δεν είναι επίπεδο αλλά παρουσιάζει διακύμανση μέχρι περίπου 1dB. Όπως θα δούμε η τοποθέτηση σε σειρά αρκετών τέτοιων ενισχυτών επηρεάζει την τελική απόδοση.

Στο επόμενο κεφάλαιο θα υλοποιήσουμε μια συγκριτική μελέτη ως προς την απόδοσή τους για τα δίκτυα Τύπου I και Τύπου II. Με την βοήθεια αναλυτικών μοντέλων αλλά και εμπορικά διαθέσιμων προϊόντων θα υπολογίσουμε το μέγιστο αριθμό κόμβων που μπορεί να υποστηρίξει η κάθε αρχιτεκτονική κάτω από διάφορες συνθήκες και θα βγάλουμε συμπεράσματα για το πια αρχιτεκτονική είναι πιο ευάλωτη στα φυσικά χαρακτηριστικά του δικτύου και της ίνας (διασπορά, μη γραμμικά φαινόμενα ίνας και ενισχυτών). Τα αποτελέσματα θα παρουσιαστούν σε συγκριτικές γραφικές παραστάσεις έτσι ώστε να μπορούμε να έχουμε σε κάθε περίπτωση το σύστημα με την καλύτερη συμπεριφορά.

6. Παράρτημα A

Οι ενισχυτές Ερβίου χρησιμοποιούνται εδώ και αρκετό καιρό στα συστήματα WDM σαν ενισχυτές ισχύος, επαναλήπτες και προενισχυτές. Τα περισσότερα μοντέλα για τη μελέτη τους βασίζονται στα συστήματα τριών επιπέδων για την εξαγωγή των εξισώσεων ρυθμού μεταβολής (**rate equations**). Πολλές φορές όμως χρησιμοποιούνται και τα συστήματα δυο επιπέδων από τα οποία μπορούμε να εξάγουμε πολλά χρήσιμα χαρακτηριστικά του ενισχυτή, με πολύ απλούστερες εξισώσεις ([Giles90]). Στη συνέχεια θα παρουσιάσουμε ένα μοντέλο δυο επιπέδων για να εξάγουμε την εξάρτηση της ενίσχυσης της ισχύος κορεσμού και του θορύβου από την ισχύ άντλησης και το μήκος κύματος του σήματος εισόδου.

Στη γενική περίπτωση η εσωτερική ενίσχυση του ενισχυτή g για κάθε μήκος κύματος δίνεται από τον τύπο ([Desurvire91]):

$$g(\lambda) = \sigma_a(\lambda)\Gamma(\lambda)N_t \quad (\text{A.1})$$

ενώ η απορρόφηση a μέσα στον ενισχυτή από τον τύπο:

$$a(\lambda) = \sigma_e(\lambda)\Gamma(\lambda)N_t \quad (\text{A.2})$$

με σ_e και σ_a είναι η ενεργός διατομή εκπομπής και απορρόφησης αντίστοιχα, σε συνάρτηση με το μήκος κύματος, Γ είναι το ολοκλήρωμα επικάλυψης ανάμεσα στο οπτικό σήμα και τα ιόντα του ερβίου και N_t είναι η πυκνότητα ιόντων ερβίου στην ίνα.

Μια από τις δυσκολίες για να χαρακτηρίσουμε έναν ενισχυτή ερβίου είναι να μετρήσουμε ακριβώς τις τιμές των $\sigma_a(\lambda)$ και $\sigma_e(\lambda)$. Αυτό συμβαίνει γιατί στις ίνες η τιμή της πυκνότητας των ιόντων μεταβάλλεται ακτινικά και η τιμή του ολοκληρώματος επικάλυψης Γ δεν είναι ακριβώς γνωστή. Για αυτό το λόγο οι τιμές των ενεργών διατομών υπολογίζονται εμμέσως χρησιμοποιώντας την σχέση των Ladenburg-Fuchbauer (LF), που υπολογίζει το μέγιστο της ενεργού διατομής από το φάσμα του ενισχυτή ([Sandoe72],[Edwards68]). Μια μορφή της εξίσωσης είναι η ακόλουθη:

$$\sigma_{a,e} = \frac{\lambda_{a,e,peak}^4 I_{a,e}(\lambda)}{8\pi c n^2 \tau_{10} \int I_{a,e}(\lambda) d\lambda} \quad (A.3)$$

Όπου $\lambda_{a,e,peak}$ είναι το μήκος κύματος στο μέγιστο της απορρόφησης (εκπομπής), τ_{10} είναι ο χρόνος ζωής στην ασταθή στάθμη $4I_{11/2}$, n είναι ο δείκτης διάθλασης της ίνας, c είναι η ταχύτητα του φωτός και $I_{a,e}(\lambda)$ είναι το φάσμα απορρόφησης η εκπομπής του ενισχυτή. Πάντως ο υπολογισμός των ενεργών διατομών με την εξίσωση LF έχει πρόβλημα ακρίβειας και γι' αυτό χρησιμοποιούνται άλλες πειραματικές κυρίως μέθοδοι για τον προσδιορισμό τους.

Η συνολική ενίσχυση G_k που παρέχει ο ενισχυτής στην έξοδο του σε συνάρτηση με το μήκος κύματος δίνεται από τον τύπο ([Kazovsky96]):

$$G_k(\lambda) = Exp\left(\int_0^L \left(g_k \frac{N_1(z)}{N_t} - a_k \frac{N_0(z)}{N_t}\right) dz\right) \quad (A.4)$$

όπου L είναι το μήκος της ντοπαρισμένης ίνας, και N_1 και N_0 είναι οι πυκνότητες πληθυσμών για την άνω και κάτω στάθμη των ιόντων αντίστοιχα. Οι εξισώσεις που περιγράφουν πλήρως την ενίσχυση και την ισχύ του σήματος μέσα στον ενισχυτή ερβίου σύμφωνα με το ([Desurvire91]) είναι οι ακόλουθες:

$$\frac{\bar{N}_1}{N_t} = \frac{\sum_k \left(\frac{P_k(z) a_k \tau_{10}}{\pi h \nu_k b_{eff}^2 \bar{N}_t} \right)}{1 + \sum_k \left(\frac{P_k(z) (a_k + g_k) \tau_{10}}{\pi h f_k b_{eff}^2 \bar{N}_t} \right)} \quad (A.5)$$

και

$$\frac{dP_k}{dz} = \left[u_k (a_k + g_k) \frac{\bar{N}_1}{N_t} P_k(z) \right] + \left[u_k g_k \left(\frac{\bar{N}_1}{N_t} \right) m h \nu_k (\Delta f_k) \right] - [u_k (a_k + l_k) P_k(z)] \quad (A.6)$$

όπου τ_{10} είναι ο χρόνος ζωής στη στάθμη $4I_{11/2}$, f_k είναι η οπτική συχνότητα, Δf_k είναι το εύρος ζώνης του ενισχυτή, $P_k(z)$ είναι η οπτική ισχύς για κάθε μήκος κύματος, κατά μήκος της ντοπαρισμένης ίνας, l_k είναι η επιπλέον απώλειες λόγω της απορρόφησης της ίνας, m^{-1} είναι η γραμμική πυκνότητα των ιόντων, το u παίρνει την τιμή 1 ή -1 ανάλογα με το αν η ακτίνα φωτός ταξιδεύει προς τα εμπρός ή προς τα πίσω, \bar{N}_i και \bar{N}_t είναι οι μέση τιμή της συγκέντρωσης για τη διεγερμένη στάθμη και η μέση τιμή της συγκέντρωσης των ιόντων στην ίνα ενώ b_{eff} είναι η ισοδύναμη ακτίνα της ντοπαρισμένης περιοχής και δίνεται από τον τύπο ([Kazovsky96]):

$$b_{eff} = \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\infty \frac{N_t(r)}{N_t(0)} r dr d\phi \right]^{\frac{1}{2}} \quad (A.7)$$

όπου τα r, ϕ είναι οι κυκλικές συντεταγμένες. Τέλος σημειώνουμε ότι οι παράγοντες

$$\left(\pi b_{eff} \bar{N}_t \right) = \frac{A}{\Gamma_k} \frac{(a_k + g_k)}{(\sigma_{ak} + \sigma_{ek})} \quad (A.8)$$

σχετίζονται με πειραματικά δεδομένα από τις ενεργές διατομές εκπομπής και απορρόφησης, καθώς και την ισχύ κορεσμού του ενισχυτή (A είναι η διατομή τρόπου της ίνας). Οι προηγούμενες εξισώσεις περιγράφουν με μοναδικό τρόπο τη λειτουργία του ενισχυτή ερβίου.

7. Βιβλιογραφία

[Adams85] M.J. Adams, H.J. Westlake, M.J. O'Mahony and I.D. Henning, "A Comparison of Active and Passive Optical Bistability in Semiconductors," IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. QE-21, no. 9, pp. 1498–1501, Sep. 1985.

[Agrawal86] G.P. Agrawal, N.K. Dutta, Long-Wavelength Semiconductor Lasers, Van Nostrand Reinhold, New York, 1986.

[Desurvire] Emmanuel Desurvire, Dominique Bayart, Bertrand Desthieux, Sebastien Bigo: Erbium Doped Fiber Amplifiers (Device and system developments), Wiley Interscience.

[Desurvire89] E. Desurvire: Analysis of Erbium-Doped fiber amplifiers pumped in the ${}^4I_{15/2}$ - ${}^4I_{13/2}$ band, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 1, n. 10, pp. 293-296, October 1989.

[Desurvire90] E. Desurvire: Spectral noise figure of Er^{+3} -doped fiber amplifiers, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 2, n.3 pp. 208-210, March 1990.

[Desurvire91] E. Desurvire: Erbium-doped fiber amplifiers, Conference on optical Fiber Communications' 91, Tutorial Sessions, Washington DC, Optical Society of America, 1991.

[Dittman03] L.Dittman, C. Develder, D. Chiaroni, F. Neri, F. Callegati, W. Koerber, A.Stavdas, M. Renaud, A. Rafel, J. Pareta, N. Leligou, Lars Dembeck, B. Mortensen, M. Pickavet, N. Le Sauze, M. Mahony, Bela Berde, G. Eilenberger, "The European IST Project DAVID: a Viable Approach towards Optical Packet Switching", IEEE Journal of Selected Areas on Communications Vol. 21, n. 7, pp. 1026-1039, September 2003.

[Edwards68] J.G. Edwards: "Measurement of the cross-section for stimulated emission in neodymium-doped glass from the output of a free-running laser oscillator", Brit. J. Appl. Phys. (J. Phys. D) vol.2, pp. 449-456, 1986.

[Fukyotoku96] M. Fukutoku, M. Fukui, M. Yamada, K. Oda, H. Toba: 25nm bandwidth optical gain equalization for 32-channel WDM transmission with a lattice type optical circuit, in Proc topical Meeting on Optical Amplifier and Applications, OAA'96, paper FA4, pp. 66, Optical Society of America, Washington DC, 1996.

[Giles90] C.R.Giles, D. Di Giovanni: Spectral dependence of gain and noise in Erbium-doped fiber amplifiers, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 2, n. 11, pp. 797-800, November 1990.

[Giles91] C. Randy Giles, Emmanuel Desurvire: Modeling Erbium-Doped Fiber Amplifiers, *IEEE Journal of Lighthwave Technology* vol.9, n.2, pp. 271-283, February 1991.

[Inoue91] K. Inoue, T. Kominato, H. Toba: Tunable gain equalization using a Mach-Zehnder optical filter in multistage fiber amplifiers, *IEEE Photonics Technology Letters* vol.3, n.8, pp.718, 1991.

[Jahn96] E. Jahn, *Monolithically Integrated Semiconductor Laser Amplifier Based Interferometers for Optical Signal Processing*, PhD Thesis, Berlin, 1996.

[Kashyap99] R. Kashyap, *Fiber Bragg Grattings*, Academic Press, New York, 1999.

[Kazovsky96] L. Kazovsky, Sergio Benedetto, A. Willner: *Optical Fiber Communication Systems*, ARTECH HOUSE, INC 1996.

[Mahony88] M.J. O'Mahony, "Semiconductor Laser Optical Amplifiers for Use in Future Fiber Systems," *J. Lightwave Technol.*, vol. 6, no. 4, pp. 531-544, Apr. 1988.

[Sandoe72] J.N. Sandoe, P.H. Sarkies, S. Parke: Variation of Er^{+3} cross-section for stimulated emission with glass composition, *J. Phys. D: Appl. Phys.*, vol.5, pp.1788-1799, 1972.

[Sauze01] N. Le Sauze A. Dupas, E. Dotaro, L. Ciavaglia, M.H.M. Nizam, A. Ge, L. Dembeck, "A novel, low cost optical packet metropolitan ring architecture," in *Proc. 27th European Conf. Optical Communication ECOC'01*, vol. 6, Marcoussis, France, Sept.-Oct. 2001, pp. 66-67.

[Shimada94] S. Shimada, H. Ishio, *Optical Amplifiers and their Applications*, John Wiley, Chichester, 1994. Ch. 3 & 4.

[Stavdas03] A. Stavdas, S Sygletos, M. O'Mahoney, H. L. Lee, C. Matrakidis and A. Dupas: IST-DAVID: Concept presentation and physical layer modeling og the Metropolitan area network, *IEEE Journal of Lighthwave Technology*, vol. 21, n. 2, pp. 372, February 2003.

[Tachibana90] M. Tachibana, R.I. Laming, P.R. Morkel, D.N. Payne: Gain-shaped Erbium-doped fibre amplifier (EDFA) with broad spectral bandwidth, in Proc. Topical Meeting on Optical Amplifiers and their applications, paper MDI, 44, Optical Society of America, Washington DC, 1990.

Κεφάλαιο 3: Συγκριτική μελέτη απόδοσης φυσικού στρώματος για δυο διαφορετικές αρχιτεκτονικές Μητροπολιτικού δικτύου: Αποτελέσματα μελέτης

1. Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιάσουμε τη μεθοδολογία και τα αποτελέσματα της συγκριτικής μελέτης μεταξύ των δυο αρχιτεκτονικών κόμβων (Τύπος I και Τύπος II) που εξετάσαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Σκοπός αυτής της μελέτης είναι να εξάγει αποτελέσματα για το ποια αρχιτεκτονική είναι ικανή να μας προσφέρει το μέγιστο αριθμό κόμβων μέσα στο δίκτυο, καθώς και να ανακαλύψουμε πως οι διάφοροι παράγοντες (μη γραμμικά φαινόμενα, διάταξη ενισχυτών, ευαισθησία δεκτών, πλήθος καναλιών) επιδρούν στο τελικό αποτέλεσμα. Για το σκοπό αυτό θα μελετήσουμε τις αρχιτεκτονικές σε δυο στάδια. Στο πρώτο στάδιο τα διάφορα στοιχεία του δικτύου θα έχουν σχεδόν ιδανική συμπεριφορά, ενώ στο δεύτερο στάδιο θα προσθέσουμε στοιχεία που θα προσεγγίζουν κατά πολύ την πραγματική συμπεριφορά τους.

Αξίζει να σημειώσουμε ότι για κάθε αρχιτεκτονική καταβλήθηκε προσπάθεια ώστε να έχουμε το μέγιστο της απόδοσής της. Έτσι για να βρισκόμαστε όσο το δυνατόν πιο κοντά στην πραγματικότητα, τοποθετήσαμε τον κόμβο Τύπου I στις ενδιάμεσες απώλειες του ενισχυτή Ερβίου. Αυτό δίνει ένα συγκριτικό πλεονέκτημα στην αρχιτεκτονική αυτή έναντι της αρχιτεκτονικής Τύπου II, η οποία λόγω των υψηλών απωλειών της δεν μπορεί να τοποθετηθεί σε αυτή την θέση. Στην συνέχεια θα δούμε αναλυτικά ποιες είναι οι κύριες υποθέσεις που κάναμε για την πραγματοποίηση της εξομοίωσης καθώς και τις απώλειες που εισάγει κάθε κόμβος για τον καθορισμό του ισοζυγίου ισχύος.

2. Υποθέσεις για την εξομοίωση

2.1 Γενικές υποθέσεις για το δίκτυο

Μια από τις σημαντικές υποθέσεις που κάνουμε σε αυτή τη μελέτη (σε σχέση με το πραγματικό δίκτυο) είναι ότι κάθε κόμβος (αφορά και τις δυο

αρχιτεκτονικές), έχει τη δυνατότητα να προσθέτει/αφαιρεί τέσσερα κανάλια από το συνολικό αριθμό καναλιών του δικτύου. Δεδομένου ότι το δίκτυο μας έχει ρυθμό μετάδοσης 10Gb/s ανά κανάλι, κάθε κόμβος έχει τη δυνατότητα να διαχειριστεί 40Gb/s κυκλοφορία και με αυτή τη χωρητικότητα λειτουργεί συνεχώς ([Stavdas03]). Στην προηγούμενη αναφορά κάθε κόμβος έχει συγκεκριμένο αριθμό καναλιών που διαχειρίζεται και με αυτή τη λογική ο αριθμός των καναλιών μέσα στο δακτύλιο αυξάνει γραμμικά με τον αριθμό των κόμβων που περιέχει. Αυτό δεν αποτελεί πρόβλημα για Μητροπολιτικά δίκτυα που απαιτούν ένα μικρό αριθμό κόμβων της ίδια χωρητικότητας, αλλά είναι περιοριστικό για πραγματικά συστήματα στα οποία η ασυμμετρία του χώρου στον οποίο βρίσκονται πρέπει να ληφθεί υπόψη. Για το λόγο αυτό οι δυο διαφορετικές αρχιτεκτονικές στην εργασία αυτή συγκρίθηκαν ως προς το πλήθος των κόμβων που μπορεί να υποστηριχθεί με κάθε μια θεωρώντας αμετάβλητη την χωρητικότητα του δακτυλίου. Ακόμα θεωρούμε ότι η απόσταση ανάμεσα σε δυο διαδοχικούς κόμβους είναι σταθερή και ίση με 10km (μήκος SMF).

Στη συγκεκριμένη μελέτη το Μητροπολιτικό δίκτυο έχει χωρητικότητα 1.28Tb/s, αποτελείται από τέσσερις δακτυλίους και ο καθένας από αυτούς υποστηρίζει χωρητικότητα 320Gb/s. Θεωρούμε ότι όλοι οι κόμβοι έχουν την δυνατότητα να προσθέσουν/αφαιρέσουν όλη τη χωρητικότητα του Μητροπολιτικού δικτύου και γι' αυτό υπάρχουν 32 πομποί/δέκτες σε καθέναν από αυτούς. Στην κατεύθυνση των εισερχομένων καναλιών υπάρχουν πάντοτε 32 κανάλια που ξεκινάνε από τον Οπτικό Δρομολογητή Πακέτων για έναν από τους δακτυλίους και έχοντας σαν τελικό προορισμό το πιο απομακρυσμένο κόμβο. Για την αρχιτεκτονική Τύπου I, εύκολα μπορεί να παρατηρήσει κάποιος ότι ο ισολογισμός ισχύος είναι εξαρτώμενος από την κίνηση του δικτύου, από την αρχική ισχύ του κάθε καναλιού, τον τρόπο λειτουργίας του EDFA και την τελική ισχύ εξόδου. Αντίθετα στην αρχιτεκτονική Τύπου II, ο αριθμός των καναλιών είναι σταθερός σε όλο το δακτύλιο, αφού τα κανάλια που προστίθενται είναι στα μήκη κύματος που αφαιρούνται σε κάθε κόμβο, οπότε ο ισολογισμός ισχύος δεν εξαρτάται από τους προηγούμενους παράγοντες. Για να αποφύγουμε το πρόβλημα που προκύπτει με την αρχιτεκτονική Τύπου I, θεωρούμε ότι όλη η κίνηση εξερχομένων καναλιών (τα

32 κανάλια) προστίθενται στον πρώτο κόμβο. Με αυτές τις υποθέσεις όχι μόνο μελετάμε ένα δυναμικό δίκτυο με όρους στατικού δικτύου, αλλά αναπαριστούμε και το χειρότερο σενάριο κίνησης που μπορούμε να έχουμε (αφού στον πρώτο κόμβο προστίθεται το μέγιστο της χωρητικότητας του δακτυλίου, όπως θα δούμε και στη συνέχεια).

Εκτός από το να εκτελέσουμε συγκριτική μελέτη ανάμεσα στα δυο είδη κόμβων που αναφέραμε στο Κεφάλαιο 2 όταν τα συστήματα αυτά λειτουργούν κάτω από ιδανικές συνθήκες, είναι εξίσου σημαντικό να μελετήσουμε την συμπεριφορά τους όταν η απόδοση των εξαρτημάτων που το αποτελούν δεν είναι η καλύτερη δυνατή και περιορίζεται για λόγους κόστους, ή όταν μόνο κάποια εξέχοντα χαρακτηριστικά τους λαμβάνονται υπόψη μας. Για το λόγο αυτό όπως είπαμε η ανάλυση μας θα γίνει σε δυο στάδια.

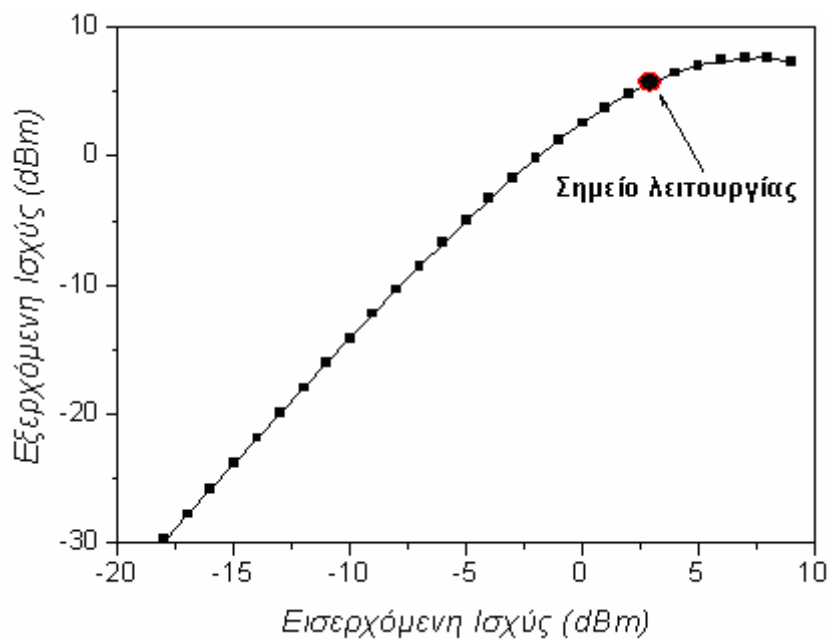
Αρχικά θεωρούμε ότι έχουμε συστήματα με ιδανικά χαρακτηριστικά τα οποία περιλαμβάνουν την περίπτωση όπου η απόδοση των εξαρτημάτων είναι πολύ κοντά στη θεωρητικά αναμενόμενη και ο σχεδιαστής του δικτύου δεν περιορίζεται από εξωτερικούς παράγοντες (κόστος, αριθμός εξαρτημάτων, κ.α.). Στη συνέχεια γίνεται μια επέκταση στη μελέτη μας και εισάγονται μερικά πραγματικά χαρακτηριστικά των εξαρτημάτων που χρησιμοποιούμε. Ακολουθώντας παρατηρούμε κατά πόσο τα αποτελέσματα που λάβαμε από την αρχική μελέτη αλλάζουν μετά την προσθήκη των ρεαλιστικών παραμέτρων στα εξαρτήματα. Σαν παράδειγμα αναφέρουμε ότι ενώ αρχικά οι ενισχυτές ίνας Ερβίου έχουν προφίλ ενίσχυσης το οποίο δεν εξαρτάται από το μήκος κύματος, στο δεύτερο στάδιο το προφίλ αυτό αλλάζει και υπάρχει διακύμανση στην ενίσχυση μέχρι 1dB ανάμεσα στα μήκη κύματος.

Ένα άλλο στοιχείο που πρέπει κανείς να συμπεριλάβει στη μελέτη ενός Μητροπολιτικού δικτύου είναι οι μέθοδοι αντιμετώπισης της διασποράς μιας και αυτή έχει σημαντικό ρόλο στον ισολογισμό ισχύος του δικτύου. Στη μελέτη αυτή η διασπορά αντιμετωπίζεται με τοποθέτηση κατάλληλου μήκους DCF στις ενδιάμεσες αποστάσεις ανάμεσα στους κόμβους.

2.2 Υποθέσεις για τον Οπτικό Δρομολογητή Πακέτων και εισαγόμενες απώλειες

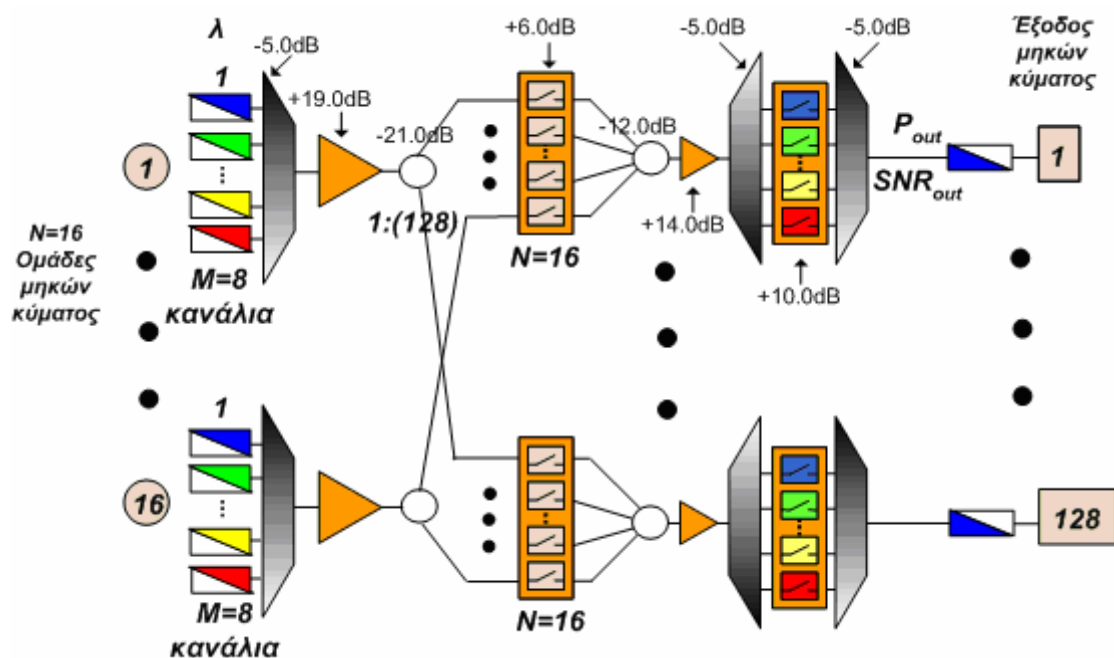
Το διάγραμμα και η δομή του Οπτικού Δρομολογητή Πακέτων φαίνεται στο Κεφάλαιο 2, Σχήματα 4 και 5. Στο στάδιο του χωρικού μεταγωγέα, κάθε SOA διασχίζεται από ένα συνδυασμό 8 καναλιών, το οποίο όμως προκαλεί ένα δευτερεύον ανεπιθύμητο μη γραμμικό φαινόμενο. Το φαινόμενο αυτό έχει να κάνει με τη μίξη τεσσάρων φωτονίων που δημιουργείται στους SOA σε αυτή τη περίπτωση και η οποία υποβαθμίζει την ποιότητα του σήματος. Για την αποφυγή αυτού του φαινομένου χρειάζεται προσεκτική επιλογή του εύρους διαχωρισμού των καναλιών στον συνδυασμό των 8 καναλιών που διέρχονται από τον κάθε SOA. Στη μελέτη αυτή, για να επιταχυνθεί η εξομοίωση, το μοντέλο του SOA που χρησιμοποιήθηκε ήταν αρκετά απλουστευμένο και δεν λάμβανε υπόψη του αυτά τα φαινόμενα.

Για τους μετατροπείς μήκους κύματος (που αποτελεί και έναν οπτικό αναγεννητή 2R) στην είσοδο και την έξοδο του Χωρικού μεταγωγέα, χρησιμοποιήθηκε ένα στατικό μοντέλο το οποίο δεν λαμβάνει υπόψη του τα δυναμικά χαρακτηριστικά του μετατροπέα. Το αποτέλεσμα αυτής της προσέγγισης είναι ότι τα φαινόμενα chirping που εισάγονται στους μετατροπείς και αλληλεπιδρούν είτε θετικά είτε αρνητικά με τη διασπορά αγνοούνται. Άλλωστε με την σημερινή εξέλιξη της τεχνολογίας οι SOA που αποτελούν τους μετατροπείς μήκους κύματος είναι αρκετά γρήγοροι ώστε να μην εισάγουν επιπλέον παραμόρφωση στο σήμα, λόγω της δυναμικής τους συμπεριφοράς. Οπότε η προηγούμενη προσέγγιση (στατικό μοντέλο SOA) δεν επιφέρει σημαντική αλλοίωση των αποτελεσμάτων μας. Στο Σχήμα 1 φαίνονται η στατική συνάρτηση μεταφοράς ισχύος και το σημείο λειτουργίας του μετατροπέα μήκους κύματος. Το σημείο λειτουργίας αυτό επιλέχθηκε με τέτοιο τρόπο ώστε να μην αλλάζει το χρονικό εύρος του παλμού λόγω της μη γραμμικής συνάρτησης μεταφοράς του οπτικού μετατροπέα μήκους κύματος.



Σχήμα 1. Η συνάρτηση μεταφορά ισχύος για το μετατροπέα μήκους κύματος που χρησιμοποιούμε στην εξομίωση. Στο διάγραμμα αυτό φαίνεται και το σημείο λειτουργίας της συσκευής.

Οι εισαγόμενες απώλειες και ενισχύσεις του οπτικού δρομολογητή ισχύος για την περίπτωση του δικτύου μας φαίνονται στο Σχήμα 2:



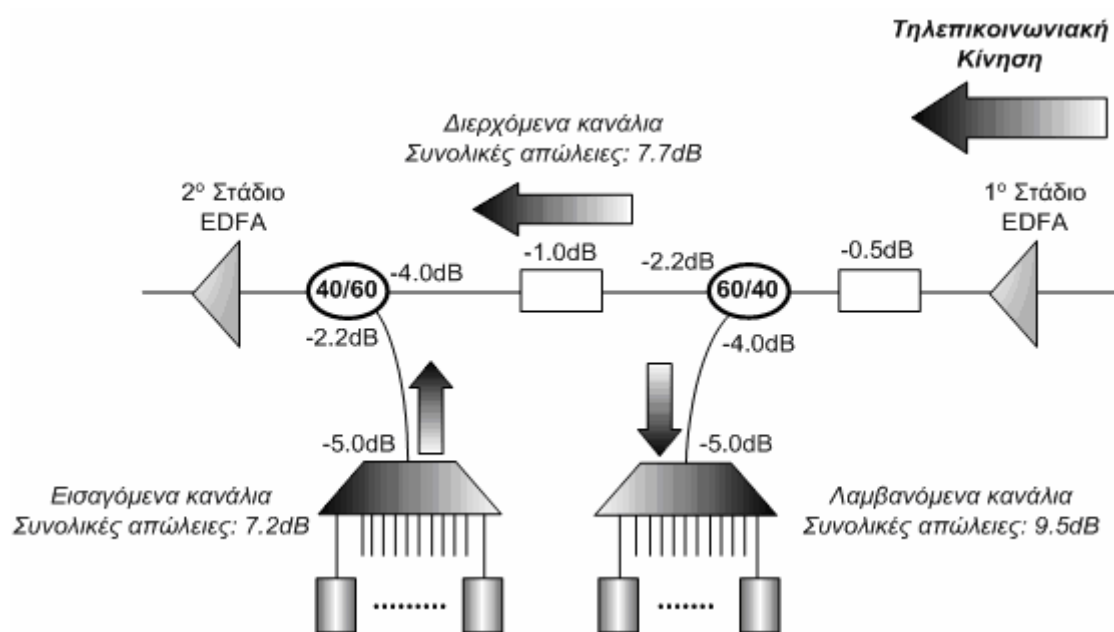
Σχήμα 2. Ο Χωρικός μεταγωγέας και οι απώλειες καθώς και οι ενισχύσεις που εισάγει στο δίκτυο.

Στο προηγούμενο σχήμα έχουμε όλες τις λεπτομέρειες για τις απώλειες καθώς και τις ενισχύσεις που εισάγει Οπτικός δρομολογητής πακέτων στο δίκτυο. Έτσι όπως βλέπουμε στον χωρικό μεταγωγέα εισάγονται συνολικά 128 μήκη κύματος, ομαδοποιημένα σε 16 ομάδες. Λόγω του πολυπλέκτη στην είσοδο έχουμε απώλειες τις τάξης των 5dB ενώ στη συνέχεια ο ενισχυτής μας δίνει ενίσχυση 19dB. Ο οπτικός διαζεύκτης προκαλεί εξασθένηση στο σήμα κατά 21dB αφού χωρίζει το σήμα σε 128 τμήματα. Ακολουθούν οι SOA που ενισχύουν κατά 6dB ενώ ο οπτικός διαζεύκτης δίνει εξασθένηση κατά 12dB αφού χωρίζει το σήμα σε 16 τμήματα αυτή τη φορά. Ακολούθως έχουμε ενισχυτή με ενίσχυση 14dB και στο τελευταίο στάδιο το σήμα συναντά συνολικές απώλειες $-5\text{dB}+10\text{dB}-5\text{dB}=0\text{dB}$.

2.3 Υποθέσεις για την αρχιτεκτονική Τύπου I και εισαγόμενες απώλειες

Στο Σχήμα 3 φαίνεται μια λεπτομερής περιγραφή της αρχιτεκτονικής Τύπου I μαζί με τις απώλειες που κάθε εξάρτημά του εισάγει στο δίκτυο. Για να μπορέσουμε να επιταχύνουμε τις εξομοιώσεις μας έχουμε κάνει μερικές απλοποιήσεις από την αρχική αρχιτεκτονική του κόμβου. Κατ' αρχήν δεν περιλάβαμε τα απαραίτητα

εξαρτήματα που χρησιμοποιούνται για την επεξεργασία του καναλιού ελέγχου του δικτύου και στη θέση τους τοποθετήσαμε μόνο τις απώλειες που αυτά εισάγουν στο σήμα. Οι απώλειες αυτές είναι 0.5dB στην είσοδο του κόμβου και άλλο 1dB στο ενδιάμεσο το οποίο εξομοιώνει την ίνα καθυστέρησης που χρειάζεται για να μην έχουμε συγκρούσεις μεταξύ των πακέτων. Οι πολυπλέκτες/αποπολυπλέκτες είναι φράγματα περιθλασης τα οποία έχουν απώλειες 5.0dB ενώ οι συζεύκτες εισόδου εξόδου είναι 60/40 και 40/60 αντίστοιχα. Τέλος ο ενισχυτής Ερβίου που χρησιμοποιήθηκε είναι ενισχυτής δύο σταδίων και έχει δείκτη θορύβου 5.5dB. Οι συνολικές απώλειες που αντιμετωπίζουν τα κανάλια εισόδου είναι 9.5dB, τα κανάλια που απλά περνάνε τον κόμβο χωρίς να προορίζονται γι' αυτόν 7.7dB και τέλος τα κανάλια που εισάγονται από τον κόμβο για αποστολή στο δίκτυο 7.2dB.



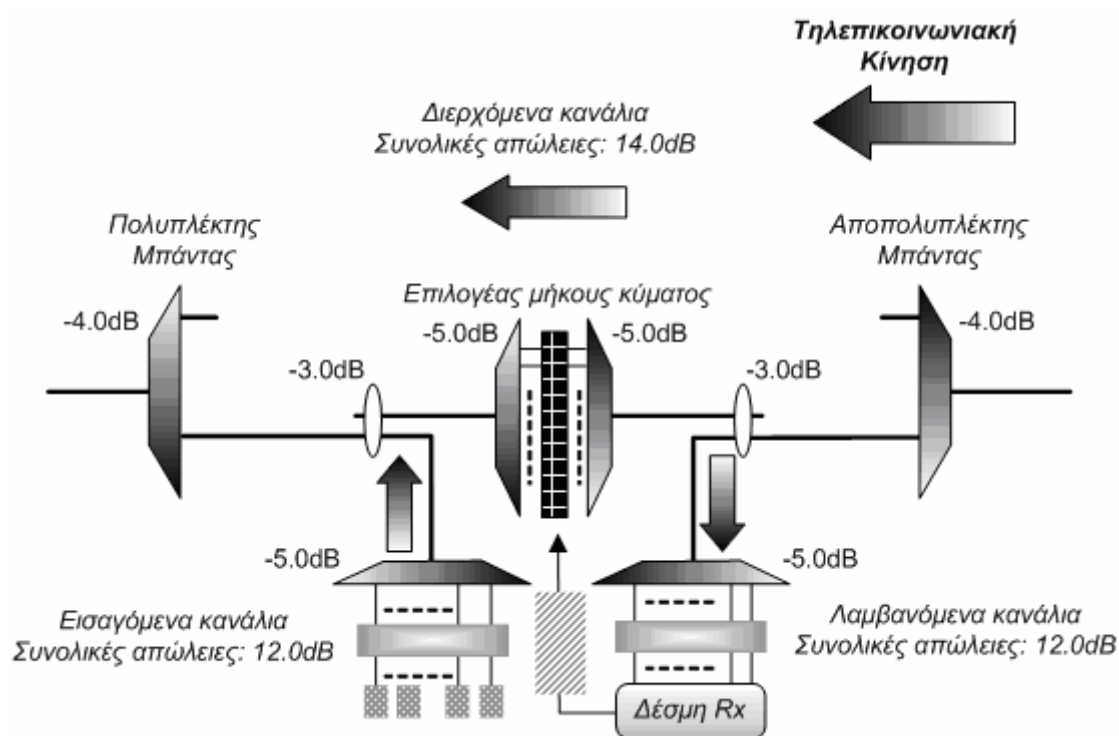
Σχήμα 3. Ο κόμβος βασισμένος σε αρχιτεκτονική τύπου I. Ο κόμβος έχει απλοποιηθεί για ευκολία της εξομοίωσης και τα οπτικά που χρειάζονται για το κανάλι ελέγχου έχουν αντικατασταθεί από επιπλέον απώλειες.

2.4 Υποθέσεις για την αρχιτεκτονική Τύπου II και εισαγόμενες απώλειες

Η κύρια υπόθεση που έγινε για το κόμβο που χρησιμοποιεί την αρχιτεκτονική Τύπου II είναι ότι χρησιμοποιήθηκαν AWG επιπέδου προφίλ (Top Hat) για τους

πολυπλέκτες/αποπολυπλέκτες. Η τεχνολογία αυτή όπως ξέρουμε είναι ήδη εμπορικά διαθέσιμη.

Οι απώλειες που αντιμετωπίζει το κάθε κανάλι όταν διέρχεται από τον κόμβο αυτό φαίνονται στο Σχήμα 4.



Σχήμα 4. Η αρχιτεκτονική τύπου Π και οι απώλειες για τα κανάλια. Οι ημιαγωγικοί ενισχυτές στον επιλογέα μήκους κύματος δίνουν ενίσχυση 10dB για να αντισταθμίσουν τις απώλειες του πολυπλεκτη/αποπολυπλέκτη.

Οι απώλειες που εισάγουν οι πολυπλέκτες/αποπολυπλέκτες μπάντας είναι 4dB, ενώ οι οπτικοί συζεύκτες 3dB (50/50). Τέλος οι απλοί πολυπλέκτες/αποπολυπλέκτες έχουν απώλειες όπως και προηγουμένως 5dB. Από το Σχήμα 4 προκύπτει ότι: οι απώλειες για τα λαμβανόμενα κανάλια στον κόμβο είναι 12dB, για τα εισαγόμενα στο δίκτυο από τον κόμβο κανάλια οι απώλειες είναι και αυτές 12dB, ενώ τέλος για τα κανάλια τα οποία απλά διέρχονται από τον κόμβο χωρίς να απευθύνονται σε αυτόν οι απώλειες είναι 24dB. Οι ημιαγωγικοί ενισχυτές όμως που υπάρχουν στον επιλογέα μήκους κύματος δίνουν στο σήμα μια ενίσχυση

10dB για να αντισταθμίσουν τις απώλειες του πολυπλέκτη/αποπολυπλέκτη. Οπότε οι συνολικές απώλειες για τα διερχόμενα κανάλια είναι μόνο 14dB.

2.5 Υποθέσεις για την εξομοίωση

Όπως είπαμε και προηγουμένως η εξομοίωση πραγματοποιήθηκε σε διάφορα στάδια προσθέτοντας κάθε φορά πολυπλοκότητα. Με αυτή τη διαδικασία μπορούμε να μελετήσουμε και να κατανοήσουμε καλύτερα ποια είναι τα βασικά φαινόμενα που επηρεάζουν την απόδοση του δικτύου κάθε φορά.

Έτσι στην πρώτη φάση της εξομοίωσης, οι οπτικές ίνες αντικαταστάθηκαν από εξασθενητές οι οποίοι φυσικά εκτός από τις απώλειες δεν προσθέτουν διασπορά και μη γραμμικά φαινόμενα. Τρεις διαφορετικοί τύποι δεκτών χρησιμοποιήθηκαν: Αρχικά ένας ιδανικός δέκτη χωρίς θόρυβο, στη συνέχεια δέκτης με ευαισθησία -21dBm και τέλος δέκτης με ευαισθησία -16dBm . Με αυτή τη μεθοδολογία μελετήθηκε ο μέγιστος αριθμός κόμβων που μπορούν να τοποθετηθούν διαδοχικά με κριτήριο το σηματοθορυβικό λόγο και για τις δύο αρχιτεκτονικές κόμβων.

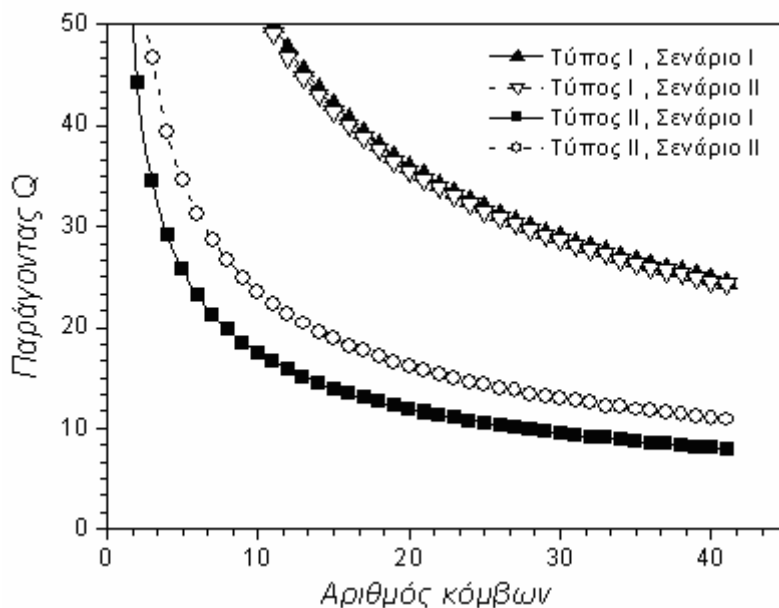
Στη δεύτερη φάση της εξομοίωσης χρησιμοποιήσαμε κανονικές οπτικές ίνες και για τη μονότροπη ίνα και για την ίνα συμπίεσης διασποράς και έτσι είχαμε τη δυνατότητα να μελετήσουμε πως η διασπορά και τα μη γραμμικά φαινόμενα επιδρούν στην απόδοση του δικτύου.

Σημειώνουμε ότι η ισχύς εξόδου των μετατροπέων μήκους κύματος στην έξοδο του Οπτικού Δρομολογητή πακέτων είναι ίση με 3dBm και για τα 32 κανάλια που εισάγουμε στο δίκτυο.

3. Περιγραφή αποτελεσμάτων

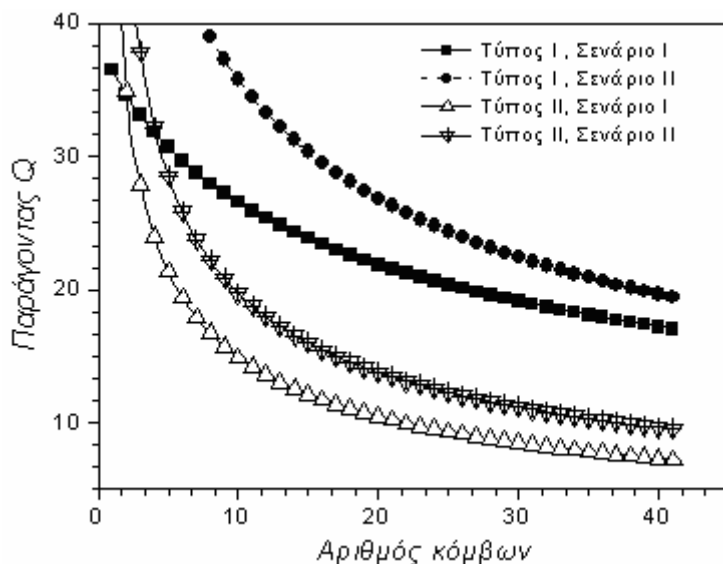
3.1 Χρήση απλού Αναλυτικού μοντέλου.

Για να μπορέσουμε να μελετήσουμε τη διάδοση του θορύβου και την αύξησή του μέσα στο δίκτυο και για τις δυο αρχιτεκτονικές, κάναμε χρήση ενός απλού αναλυτικού μοντέλου με τη βοήθεια του υπολογιστικού πακέτου Mathematica (Περιγραφή του μοντέλου υπάρχει στο Κεφάλαιο 6). Σε αυτό το μοντέλο οι οπτικές ίνες έχουν αντικατασταθεί από τις αντίστοιχες απώλειες τους χωρίς να εισάγουν διασπορά και μη γραμμικά φαινόμενα. Η πρώτη λύση που εφαρμόζεται κατά τη μελέτη με το αναλυτικό μοντέλο, είναι να θεωρήσουμε ότι ο Οπτικός Δρομολογητής Πακέτων και οι δακτύλιοι είναι ξεχωριστές και ανεξάρτητες οπτικές συσκευές ενώ ο δέκτης είναι ιδανικός χωρίς θόρυβο. Το Σχήμα 5 εμφανίζει την εξάρτηση του παράγοντα Q από τον αριθμό των κόμβων του δικτύου μας όταν χρησιμοποιούμε δύο διαφορετικούς τρόπους τοποθέτησης του ενισχυτή Ερβίου. Στη μια περίπτωση τοποθετούμε τον ενισχυτή στην έξοδο κάθε κόμβου (σενάριο I) ενώ στην άλλη περίπτωση στην είσοδο κάθε κόμβου (σενάριο II). Η συνολική ισχύς του ενισχυτή είναι +18dBm και από το Σχήμα 5 μπορούμε να καταλάβουμε ότι η περίπτωση του κόμβου με την αρχιτεκτονική Τύπου I, έχει καλύτερη απόδοση από αυτή με αρχιτεκτονική κόμβου Τύπου II. Τέλος η τοποθέτηση του ενισχυτή στην είσοδο ή στην έξοδο του κόμβου δεν παίζει σχεδόν κανένα ρόλο στα δίκτυα με κόμβο Τύπου I ενώ στα δίκτυα με κόμβο Τύπου II η τοποθέτηση στην είσοδο του κόμβου υπερτερεί κατά πολύ από αυτή της τοποθέτησης στην έξοδο του κόμβου.

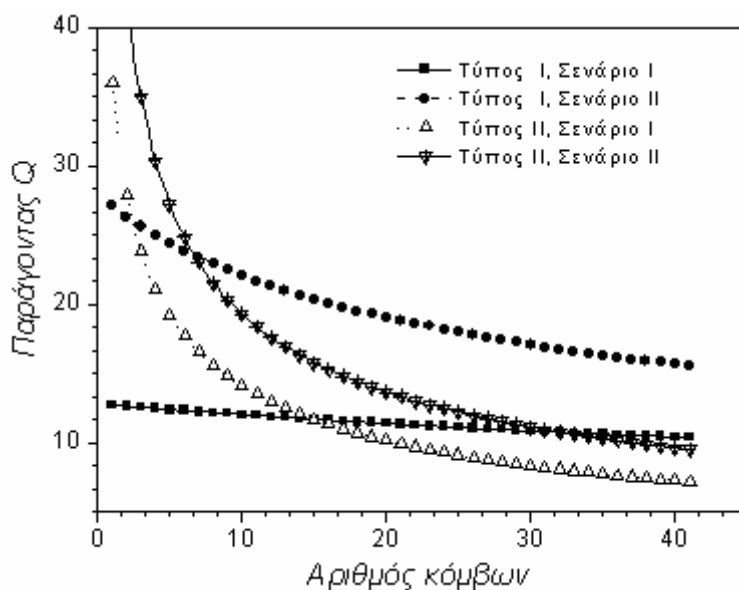


Σχήμα 5. Η εξάρτηση του Παράγοντα Q από τον αριθμό των κόμβων στο δίκτυο, για την περίπτωση που ο ενισχυτή Erbium τοποθετείται στην έξοδο του κόμβου (Σενάριο I) και στην περίπτωση που τοποθετείται στην είσοδο (Σενάριο II).

Όλα όσα είπαμε προηγουμένως ισχύουν όταν έχουμε ιδανικούς δέκτες χωρίς θόρυβο στον κόμβο. Στην περίπτωση όμως που χρησιμοποιούμε μη ιδανικούς δέκτες το πράγματα αλλάζουν αρκετά. Στο Σχήμα 6 φαίνεται η εξάρτηση του παράγοντα Q από τον αριθμό των κόμβων στις ίδιες συνθήκες με προηγουμένως, όταν χρησιμοποιήσουμε όμως δέκτες με ευαισθησία -21dBm (Σχήμα 6α) και -16dBm (Σχήμα 6β). Από τη σύγκριση των: Σχήμα 5, Σχήμα 6α, Σχήμα 6β, είναι φανερό ότι η απόδοση του δικτύου εξαρτάται πάρα πολύ από την ευαισθησία του δέκτη που χρησιμοποιούμε. Μάλιστα η ευαισθησία που έχει ο δέκτης καθορίζει την περιοχή που το δίκτυο Τύπου II υπερτερεί σε απόδοση έναντι του Τύπου I, αν και ο θόρυβος των ενισχυτών (ASE) διαδίδεται γρηγορότερα σε αυτή την αρχιτεκτονική.



(α)



(β)

Σχήμα 6. Η εξάρτηση του Παράγοντα Q από τον αριθμό των κόμβων του δικτύου για ευαισθησίες δέκτη (α) -21dBm και (β) -16dBm.

Η εξήγηση γιατί η αρχιτεκτονική Τύπου II υπερτερεί έναντι στην αρχιτεκτονική Τύπου I, βρίσκεται στη διαφορετική διαχείριση ισχύος που ακολουθούν τα δύο αυτά συστήματα. Αν για παράδειγμα θεωρήσουμε ότι έχουμε ένα ενισχυτή με 18dBm συνολική ισχύ εξόδου, η ισχύς ανά κανάλι πριν το δέκτη

κάθε κόμβου στην περίπτωση των εισερχομένων καναλιών, για την αρχιτεκτονική Τύπου I είναι -12.8dBm (σενάριο I) και -9.5dBm (σενάριο II) ενώ η αντίστοιχη ισχύς για την αρχιτεκτονική Τύπου II είναι -6.8dBm και -3.5dBm . Προφανώς στην περίπτωση της αρχιτεκτονικής Τύπου I, στο σενάριο I το σημείο λειτουργίας είναι πολύ κοντά στην ευαισθησία του δέκτη και γι' αυτό η περίπτωση αυτή πρέπει να απορριφθεί. Σε αυτό συμβάλει το ότι η αρχιτεκτονική Τύπου I χρησιμοποιεί 64 κανάλια για τη λειτουργία της ενώ η αρχιτεκτονική Τύπου II χρησιμοποιεί 32 κανάλια. Έτσι στην έξοδο των ενισχυτών γραμμής (EDFA) η συνολική ισχύς εξόδου μοιράζεται στην πρώτη περίπτωση σε 64 μήκη κύματος ενώ στη δεύτερη σε 32, δίνοντας σαφή υπεροχή στο ισοζύγιο ισχύος σε αυτή την αρχιτεκτονική. Από το Σχήμα 5 και Σχήμα 6 είναι φανερό ότι η περίπτωση του ενισχυτή στην είσοδο του κόμβου είναι η βέλτιστη λύση και για τις δυο αρχιτεκτονικές. Στις εξομοιώσεις που θα ακολουθήσουν θεωρούμε ότι ο ενισχυτής τοποθετείται στην είσοδο του κόμβου και η ευαισθησία του δέκτη είναι -16dBm . Στη συνέχεια θα περιγράψουμε εν συντομία τον εξομοιωτή που χρησιμοποιήσαμε για τη μελέτη των δυο αρχιτεκτονικών του δικτύου.

3.2 Ο εξομοιωτής VPITransmissionMaker

Ο εξομοιωτής που χρησιμοποιήσαμε ονομάζεται VPITransmissionMaker και έχει σχεδιαστεί για τη μελέτη των φωτονικών συστημάτων και δικτύων. Έτσι με τη βοήθειά του μπορούμε να μελετήσουμε από συστήματα Πολυπλεξίας χρόνου (TDM) ενός καναλιού, μέχρι και συστήματα πολυπλεξίας χρώματος WDM εκατοντάδων καναλιών. Ο εξομοιωτής αυτός είναι ευρέως διαδεδομένος για τη μελέτη των συστημάτων οπτικών ινών, τόσο σε φυσικό επίπεδο όσο και σε ανώτερα στρώματα. Με τη βοήθειά του μπορούμε να μελετήσουμε, όλα τα φαινόμενα που λαμβάνουν χώρα μέσα στην ίνα (όπως εξασθένιση, διασπορά, μη γραμμικά φαινόμενα), την ποιότητα του σήματός μας στο δέκτη με τη χρήση της πιθανότητας σφάλματος ή του Q-Factor, αλλά και να μελετήσουμε και μεμονωμένα εξαρτήματα του δικτύου ως προς τα χαρακτηριστικά τους και τη συνάρτηση μεταφορά τους. Η λειτουργία του εξομοιωτή βασίζεται στη μέθοδο Split Step Fourier ([Derickson98], [Gowar93]), και δίνει ακριβή και γρήγορα αποτελέσματα.

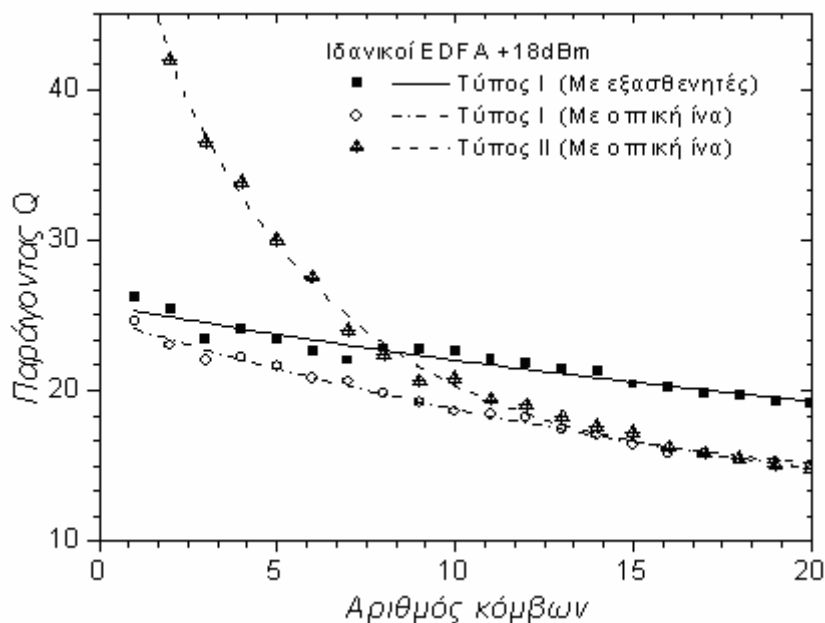
Τα συστήματα μας είναι πλήρως παραμετροποιήσιμα αφού για κάθε εξάρτημα του δικτύου που χρησιμοποιούμε υπάρχει ένα σύνολο από παραμέτρους τις οποίες μπορούμε να καθορίσουμε. Είναι δυνατή η χρήση παλμογράφων και φασματογράφων οι οποίοι μας δίνουν την δυνατότητα να ελέγξουμε το σήμα μας σε όποιο σημείο επιθυμούμε καθώς και να δούμε το αντίστοιχο διάγραμμα οφθαλμού. Τέλος υπάρχει η δυνατότητα να μελετήσουμε αυτοματοποιημένα, τη συμπεριφορά ολόκληρου του δικτύου μας δίνοντας κάθε φορά διαφορετικές τιμές σε συγκεκριμένες παραμέτρους οι οποίες επηρεάζουν την ποιότητα του σήματος μας. Κάθε σύστημα που υλοποιούμε στον εξομοιωτή ονομάζεται schematic και μπορεί να αποτελείται από δίκτυα οπτικών ινών τα οποία είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους.

3.3 1^ο Στάδιο εξομοίωσης

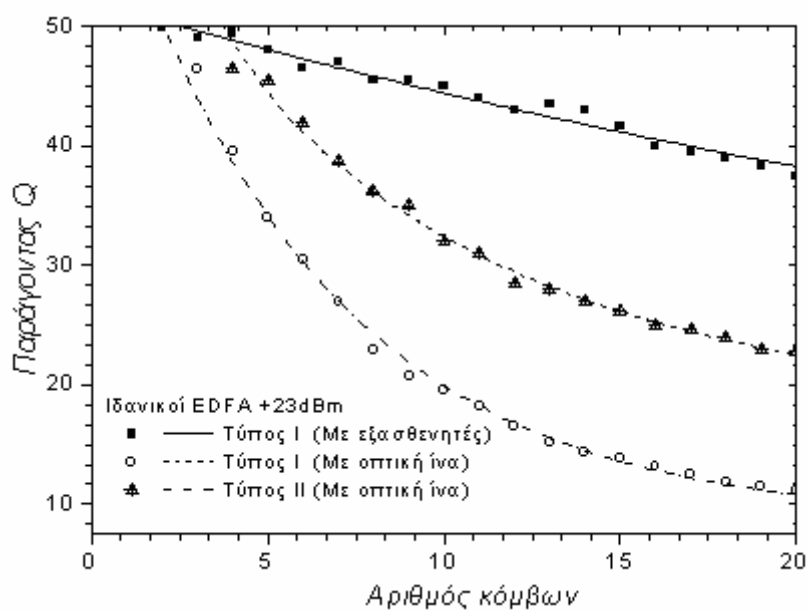
Στην εξομοίωση που πραγματοποιήσαμε με το απλό αναλυτικό μοντέλο οι οπτικές ίνες του δικτύου είχαν αντικατασταθεί από εξασθενητές που εισήγαγαν απώλειες ίσες με τις απώλειες τις αντίστοιχης ίνας. Για να μπορέσουμε όμως να μελετήσουμε την επίδραση της διασποράς και των μη γραμμικοτήτων στο δίκτυο θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε κανονικά μοντέλα οπτικής ίνας. Για τον λόγο αυτό οι επόμενες εξομοιώσεις έχουν γίνει με τη βοήθεια του εμπορικά διαθέσιμου εξομοιωτή που περιγράψαμε νωρίτερα. Όπως έχουμε πει η χωρητικότητα του δικτύου είναι 1.28Tb/s και για να το επιτύχουμε αυτό χρειαζόμαστε στο δίκτυο Τύπου I να έχουμε 64 κανάλια/δακτύλιο με 50GHz εύρος διαχωρισμού καναλιών, ενώ για το δίκτυο Τύπου II πρέπει να έχουμε 32 κανάλια/δακτύλιο με 100GHz εύρος διαχωρισμού καναλιών. Σημειώνουμε ότι η ισχύς/κανάλι στην είσοδο κάθε τμήματος ίνας όταν θεωρήσουμε ότι έχουμε ενισχυτή με ισχύ εξόδου +18dBm είναι -7.5dBm για τον κόμβο Τύπου I και -10dBm για τον κόμβο Τύπου II. Οι αντίστοιχες τιμές όταν έχουμε ενισχυτή με ισχύ εξόδου +23dBm είναι -2.5dBm και -5dBm. Τέλος επισημαίνουμε ότι στην περίπτωση αυτή το προφίλ του ενισχυτή Ερβίου είναι το ιδανικό επίπεδο προφίλ το οποίο δεν εξαρτάται από το μήκος κύματος (έχουμε δηλαδή την ίδια ενίσχυση για όλα τα μήκη κύματος). Αναλυτικά οι παράμετροι της εξομοίωσης φαίνονται στον Πίνακα 1.

3.3.1 Αποτελέσματα

Χρησιμοποιώντας τις προηγούμενες υποθέσεις και τα: Σχήμα 2, Σχήμα 3 και Σχήμα 4, καθώς και τον Πίνακα 1, υπολογίζουμε με τη βοήθεια του εξομοιωτή την εξάρτηση του Παράγοντα Q από τον αριθμό των κόμβων του δικτύου μας. Τα αποτελέσματα φαίνονται στο Σχήμα 7.



(α)



(β)

Σχήμα 7. Συγκριτικά αποτελέσματα για την εξάρτηση του Παράγοντα Q από τον αριθμό των κόμβων για την περίπτωση που χρησιμοποιούμε εξασθενητές στην θέση της οπτικής ίνας (δεν συμπεριλαμβάνουμε μη γραμμικά φαινόμενα και δασπορά) και στην περίπτωση που χρησιμοποιούμε κανονική οπτική ίνα.

Στο Σχήμα 7α έχουμε τα αποτελέσματα όταν χρησιμοποιούμε ενισχυτή με συνολική ισχύ εξόδου 18dBm. Από αυτό προκύπτει ότι το δίκτυο Τύπου II υπερτερεί σε σχέση με το δίκτυο Τύπου I. Αυτό συμβαίνει γιατί στο δίκτυο Τύπου II, πρώτον υπάρχουν ημιαγωγικοί ενισχυτές ακριβώς πριν τον δέκτη, οι οποίοι ενισχύουν το σήμα σε ισχύ αρκετά υψηλότερα από την ευαισθησία του δέκτη και δεύτερον η ισχύς που εισάγεται στην ίνα είναι μικρότερη από αυτή της αρχιτεκτονικής Τύπου I και γι' αυτό η υποβάθμιση του σήματος λόγω μη γραμμικών φαινομένων είναι μικρότερη. Αλλά και σε αυτή την περίπτωση, καθώς ο αριθμός των κόμβων αυξάνει και οι δυο αρχιτεκτονικές δείχνουν παρόμοια συμπεριφορά, αφού στο δίκτυο Τύπου I τα μη γραμμικά φαινόμενα μειώνουν σε κάποιο βαθμό την απόδοση. Σε αντίθεση στο Σχήμα 7β έχουμε τα αποτελέσματα όταν χρησιμοποιούμε ενισχυτή με ολική ενίσχυση +23dBm, και μπορούμε να δούμε ότι το δίκτυο Τύπου I, επηρεάζεται πολύ περισσότερο από τις μη γραμμικότητες από το δίκτυο Τύπου II, αν και εξακολουθεί να έχει αποδεκτή απόδοση για αρκετά μεγάλο αριθμό κόμβων.

3.4 2^ο Στάδιο εξομοίωσης

Όπως είπαμε και προηγουμένως μελετάμε το δίκτυο μας σε δυο στάδια. Στο πρώτο χρησιμοποιούμε σχεδόν ιδανικά χαρακτηριστικά για τις περισσότερες συσκευές του δικτύου, ενώ στο δεύτερο στάδιο εισάγουμε πιο ρεαλιστικά χαρακτηριστικά, όσο μας επιτρέπει φυσικά και η πολυπλοκότητα της εξομοίωσης που προκύπτει. Το πρώτο στοιχείο στο οποίο δώσαμε πιο ρεαλιστικές παραμέτρους ήταν ο ενισχυτής ερβίου που χρησιμοποιούμε για την ενίσχυση του σήματος στην ίνα. Το βασικό στοιχείο ενός ρεαλιστικού ενισχυτή ερβίου είναι η εξάρτηση της ενίσχυσής του από το μήκος κύματος που διέρχεται από αυτόν. Οι εμπορικά διαθέσιμοι ενισχυτές δίνουν μια διακύμανση της ενίσχυσης τους, μικρότερη από 1dB για το εύρος ζώνης ενίσχυσης. Αν και αυτό το φαινόμενο είναι αμελητέο όταν έχουμε μόνο ένα ενισχυτή μέσα στο δίκτυο, γίνεται πολύ σημαντικό όταν τοποθετήσουμε αρκετούς ενισχυτές στη σειρά αφού η διαφορά στην ενίσχυση αυξάνεται προσθετικά και σε ένα δίκτυο πολυπλεξίας μήκους κύματος, αυτό μπορεί να οδηγήσει σε σημαντικό έλλειμμα ισχύος για μερικά κανάλια, το οποίο με τη

σειρά του επηρεάζει το πλήθος των κόμβων του δικτύου. Για να μελετήσουμε αυτό το φαινόμενο χρησιμοποιήθηκαν ενισχυτές δυο σταδίων με χαρακτηριστικά παρόμοια εμπορικά διαθέσιμων ενισχυτών.

3.4.1 Αποτελέσματα με χρήση «ρεαλιστικών» ενισχυτών Ερβίου

Όπως έχουμε αναφέρει και στο Κεφάλαιο 2 το κύριο χαρακτηριστικό των εμπορικά διαθέσιμων ενισχυτών ερβίου είναι το μη επίπεδο προφίλ ενίσχυσης. Υπενθυμίζουμε ότι η διακύμανση που παρουσιάζει η ενίσχυση είναι περίπου 1dB. Για να εξομοιώσουμε την παραπάνω συμπεριφορά των ενισχυτών, χρησιμοποιήσαμε στον εξομοιωτή, ένα πραγματικό μοντέλο ενισχυτή ερβίου δυο επιπέδων. Η διαδικασία που ακολουθήσαμε για τον σχεδιασμό των ενισχυτών ήταν ο υπολογισμός σύμφωνα με τα δεδομένα του δικτύου της ισχύς εισόδου και εξόδου του ενισχυτή και στη συνέχεια τροποποίηση των κατάλληλων παραμέτρων στον ενισχυτή έτσι ώστε να έχουμε το επιθυμητό αποτέλεσμα. Για την αξιολόγηση του ενισχυτή χρησιμοποιήσαμε ως κριτήριο το προφίλ ενίσχυσης να έχει διακύμανση περίπου 1dB και ο δείκτης θορύβου να είναι κοντά στην τιμή 5.5dB για την μπάνα των μηκών κύματος που θέλουμε να ενισχύσουμε. Οι παράμετροι που τροποποιούμε για να επιτύχουμε τα προηγούμενα κριτήρια ήταν η ισχύς των LASER άντλησης των δυο σταδίων του ενισχυτή, καθώς και το μήκος της ντοπαρισμένης ίνας. Ουσιαστικά δηλαδή προκαλούμε τέτοια μεταβολή στην αναστροφή πληθυσμού ώστε τα μακροσκοπικά μετρήσιμα χαρακτηριστικά του ενισχυτή να ικανοποιηθούν τα κριτήρια μας.

Τα τελευταία επιτεύγματα των εμπορικά διαθέσιμων ενισχυτών μας επιτρέπουν να έχουμε ισχύ εξόδου έως και +23dBm (με τη βοήθεια πηγών άντλησης ισχύος 400mW). Στην εξομοίωση μας όπως και στην περίπτωση των ιδανικών ενισχυτών Ερβίου του 1^{ου} σταδίου, χρησιμοποιούμε δυο ενισχυτές. Ο πρώτος έχει ισχύ εξόδου +18dBm και ο δεύτερος +23dB.

Χρησιμοποιώντας το Σχήμα 3 και το Σχήμα 4 καθώς και τον Πίνακα 1 μπορούμε να υπολογίσουμε το ισοζύγιο ισχύος του δικτύου για κάθε αρχιτεκτονική που χρησιμοποιούμε (Τύπος I και II).

Πίνακας 1. Τα κυριότερα χαρακτηριστικά μεγέθη της εξομοίωσης.

Ίνες		
	SMF	DCF
Μήκος	10 km	2 km
Εξασθένηση	0.23 dB/km	0.5 dB/Km
Διασπορά	17 ps/(nm.km)	-85 ps/(nm.km)
Κλίση διασποράς	-0.085 ps/(nm ² .km)	-0.3 ps/(nm ² .km)
Ενεργός περιοχή	65 μm ²	22 μm ²
Πομποί		
PRBS	27-1	
Λόγος Αντίθεσης (Ext. ratio)	14 dB	
Linewidth	5 MHz	
Rise time	25 psec	
MUX/DEMUX		
Απόκριση φίλτρου	2 nd order Gaussian	
3dB -Bandwidth	60 GHz	
Απώλειες σύζευξης	5 dB	
Διαφωνία	-33 dB	
Band MUX/DEMUX		
Απόκριση φίλτρου	Trapezoidal	
Εύρος ζώνης	400 GHz	
Απώλειες σύζευξης	-4 dB	
SOAs		
Ενίσχυση μικρού σήματος	14 dB	
Ισχύς κορεσμού εισόδου	-6 dBm	
Δείκτης θορύβου (N.F.)	11 dB	
EDFAs		
Συνολική ισχύς εξόδου	18 / 23 dBm	
Δείκτης θορύβου (N.F.)	5.5 dB	
Διακύμανση θορύβου	<1dB	

Με δεδομένο ότι έχουμε στη διάθεση μας δυο ενισχυτές (+18dBm και +23dBm) μπορούμε να υπολογίσουμε την ισχύ εισόδου του ενισχυτή για κάθε περίπτωση. Στον Πίνακα 2 βλέπουμε τα αποτελέσματα των υπολογισμών μας.

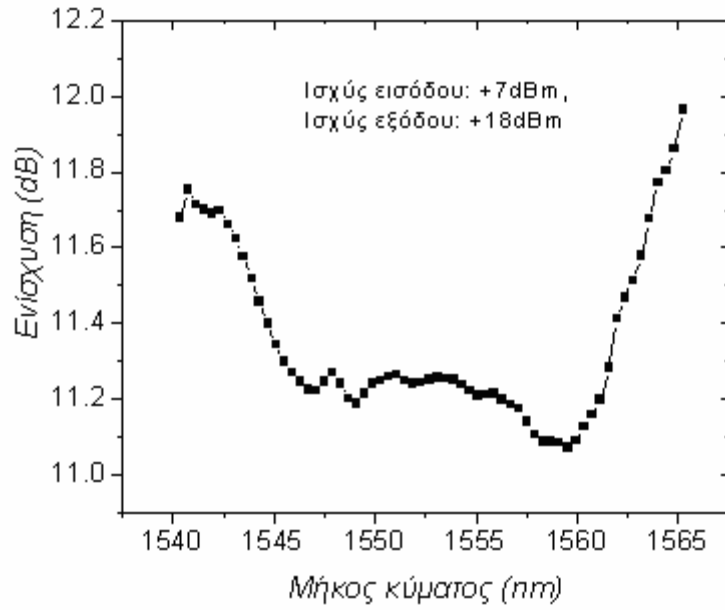
Πίνακας 2. Ισχύς εισόδου και εξόδου των ενισχυτών ερβίου (EDFA) που χρησιμοποιούμε για την εξομοίωση των δικτύων τύπου I και II

	Τύπος I		Τύπος II	
	+18dBm	+23dBm	+18dBm	+23dBm
Ισχύς Εισόδου (dBm)	7	12.2	1.7	6.7
Ισχύς Εξόδου (dBm)	18	23	18	23

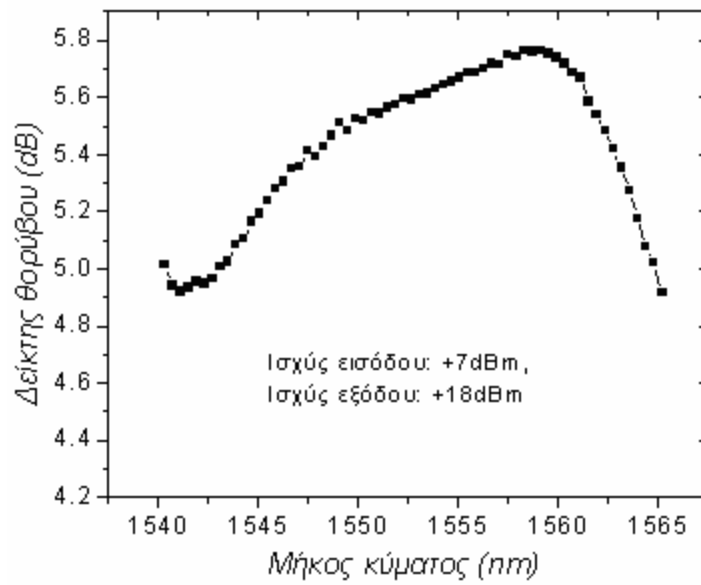
Με βάση αυτά τα αποτελέσματα χρησιμοποιήσαμε το μοντέλο του ενισχυτή δυο σταδίων που είχαμε διαθέσιμο στον εμπορικό εξομοιωτή για να υλοποιήσουμε ενισχυτές που να έχουν τις προηγούμενες ισχύς εισόδου και εξόδου, αλλά και ταυτόχρονα να πληρούν και τις προϋποθέσεις που έχουμε θέσει αρχικά, δηλαδή να έχουν προφίλ ενίσχυσης με διακύμανση μικρότερη από 1dB στο εύρος των μηκών κύματος που ενισχύουν, αλλά και δείκτη θορύβου κοντά στα 5.5dB. Τα αποτελέσματα που πήραμε φαίνονται στα ακόλουθα σχήματα.

Το προφίλ ενίσχυσης καθώς και ο δείκτης θορύβου των ενισχυτών που χρησιμοποιούμε για το δίκτυο Τύπου I είναι οι ακόλουθες:

Για ενισχυτή με ισχύ εξόδου +18dBm



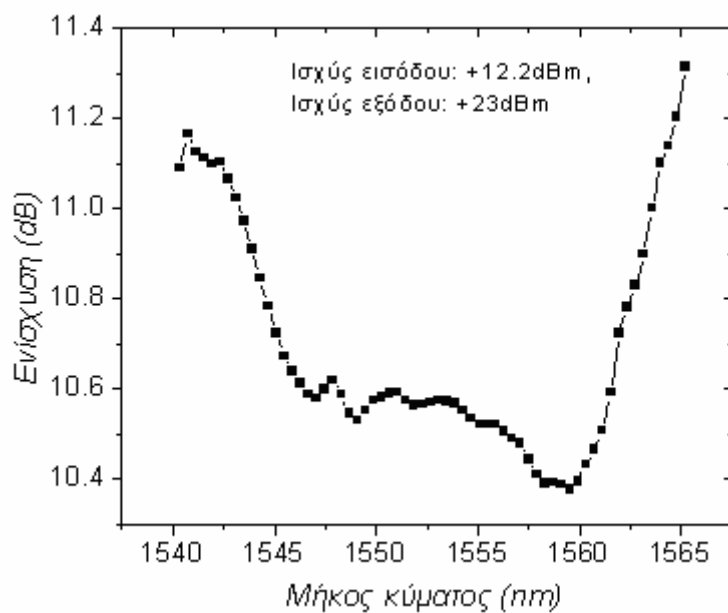
(α)



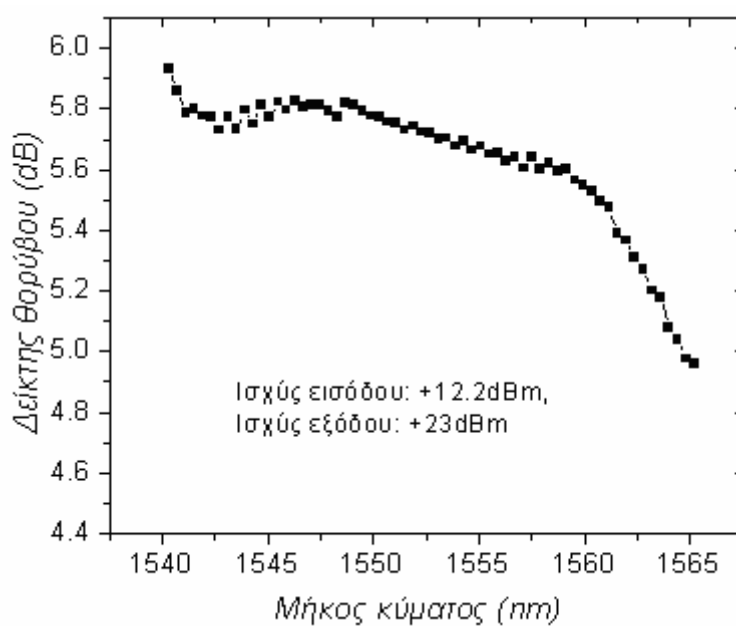
(β)

Σχήμα 8. (α) Προφίλ ένισχυσης και (β) δείκτης θορύβου για τους ενισχυτές ερβίου του δικτύου τύπου I με συνολική ισχύ εξόδου +18dBm.

Για ενισχυτή με ισχύ εξόδου +23dBm



(α)

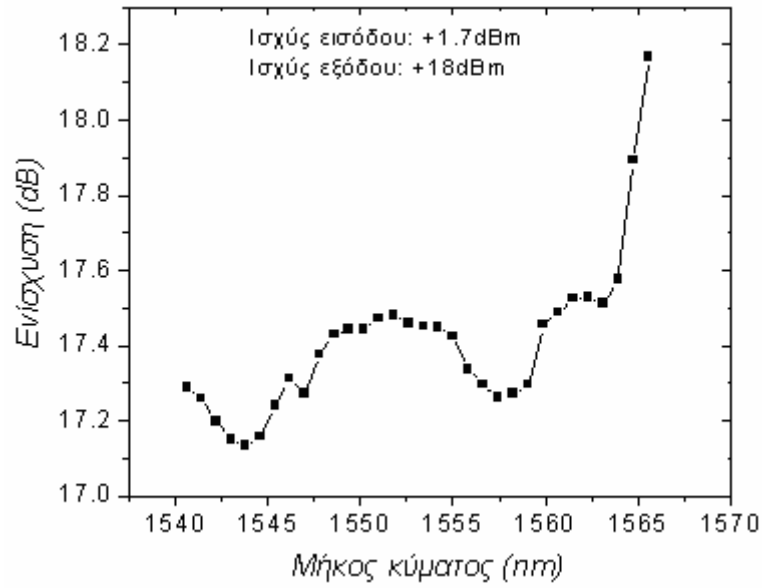


(β)

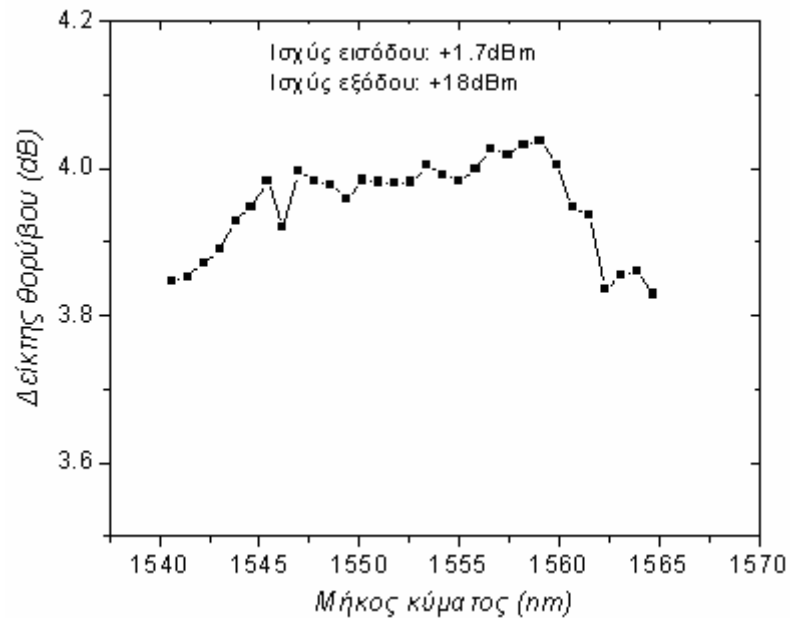
Σχήμα 9. (α) Προφίλ ενίσχυσης και (β) δείκτης θορύβου για τους ενισχυτές ερβίου του δικτύου τύπου I με συνολική ισχύ εξόδου +23dBm.

Το προφίλ ενίσχυσης καθώς και ο δείκτης θορύβου των ενισχυτών που χρησιμοποιούμε για το δίκτυο Τύπου II είναι οι ακόλουθες:

Για ενισχυτή με ισχύ εξόδου +18dBm



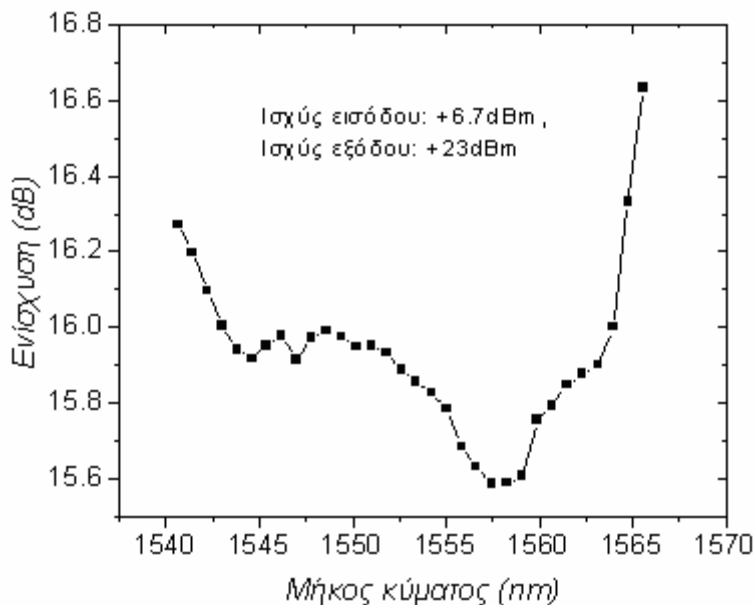
(α)



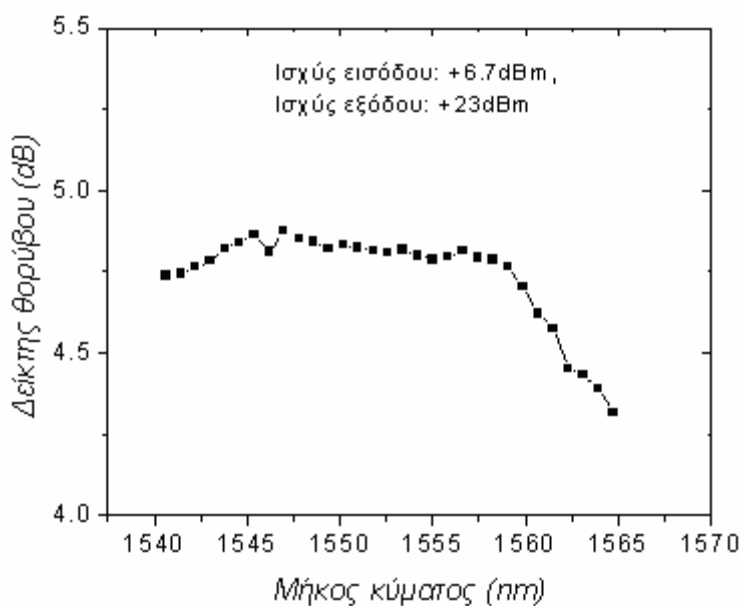
(β)

Σχήμα 10. (α) Προφίλ ενίσχυσης και (β) δείκτης θορύβου για τους ενισχυτές ερβίου του δικτύου τύπου II με συνολική ισχύ εξόδου +18dBm.

Για ενισχυτή με ισχύ εξόδου +23dBm



(α)



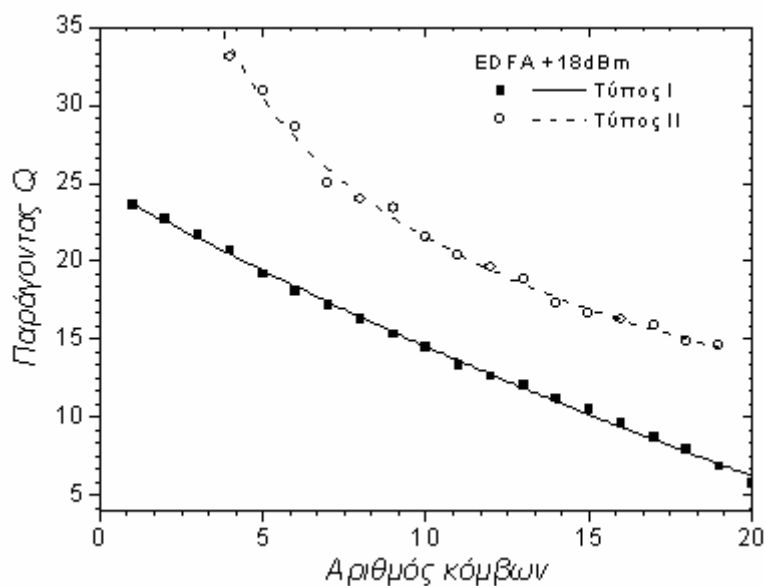
(β)

Σχήμα 11. (α) Προφίλ ενίσχυσης και (β) δείκτης θορύβου για τους ενισχυτές ερβίου του δικτύου τύπου II με συνολική ισχύ εξόδου +23dBm.

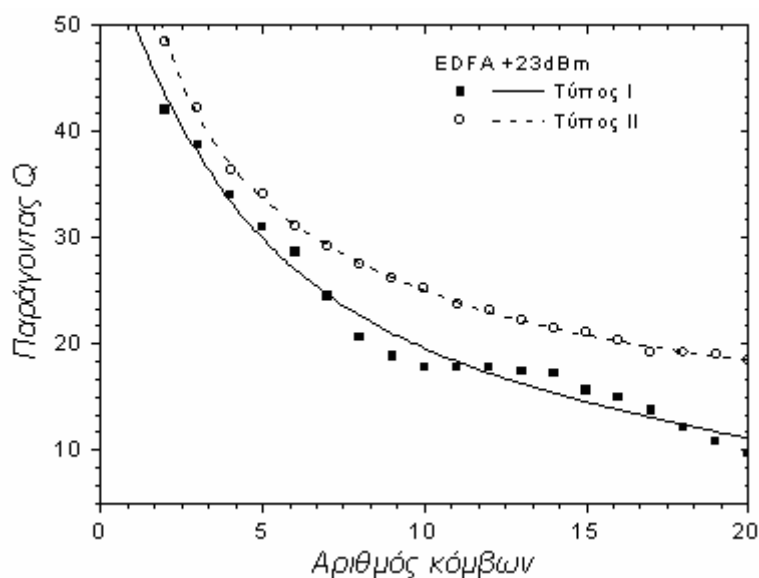
3.4.1.1 Αποτελέσματα

Η προσθήκη των μη ιδανικών ενισχυτών οδηγεί στην ανάδειξη των σημαντικών διαφορών που υπάρχουν στις φυσικές τοπολογίες ανάμεσα στα δίκτυα Τύπου I και II. Έτσι το δίκτυο Τύπου II πλεονεκτεί γιατί, οι ημιαγωγικοί ενισχυτές (SOA) στη θύρα παραλαβής των κόμβων, αντισταθμίζουν τα αποτελέσματα της

διακύμανσης της ενίσχυσης των ενισχυτών γραμμής. Στο Σχήμα 12α φαίνεται η εξάρτηση του Παράγοντα Q από το πλήθος των κόμβων του δικτύου για τα εισερχόμενα κανάλια, όταν χρησιμοποιούμε ενισχυτή με συνολική ισχύ εξόδου +18dBm.



(α)



(β)

Σχήμα 12. Η εξάρτηση του Παράγοντα Q από το πλήθος των κόμβων σε δίκτυο με ενισχυτές Ερβίου δύο σταδίων και διακύμανση ενίσχυσης περίπου 1dB, για α) συνολική ισχύ εξόδου ενισχυτή +18dBm και β) +23dBm.

Αν συγκρίνουμε τα αποτελέσματα του Σχήμα 12α με τη γραφική από το Σχήμα 6, τότε παρατηρούμε ότι η αρχική υπεροχή του δικτύου Τύπου I έναντι του δικτύου Τύπου II, έχει εξαφανιστεί και η κατάσταση έχει αναστραφεί. Τέλος

αναφέρουμε ότι η ισχύς του πιο εξασθενημένου καναλιού στον 20^ο κόμβο είναι -16dBm για το δίκτυο Τύπου I και -6 για το δίκτυο Τύπου II.

Αντιθέτως όταν χρησιμοποιήσουμε ενισχυτή με συνολική ισχύ εξόδου +23dBm, αν και το δίκτυο Τύπου I καταφέρνει να έχει έναν αποδεκτό παράγοντα Q ακόμα και μετά από αρκετούς κόμβους, το δίκτυο Τύπου II εξακολουθεί να έχει πολύ καλύτερη απόδοση. Στην περίπτωση αυτή το κανάλι με την χειρότερη απόδοση δεν είναι αυτό που φθάνει πιο εξασθενημένο στον κόμβο αλλά αυτό που επηρεάζεται περισσότερο από τις μη γραμμικότητες (η ισχύς του χειρότερου καναλιού στον 20^ο κόμβο είναι +2.3dBm).

3.4.2 Χρήση ενός ενισχυτή ερβίου ανά δύο κόμβους

Μέχρι τώρα είχαμε χρησιμοποιήσει ένα ενισχυτή Ερβίου πριν από κάθε κόμβο του δικτύου μας. Οι ενισχυτές Ερβίου είναι όμως αρκετά ακριβές συσκευές και γι' αυτό γίνονται προσπάθειες για περιορισμό της χρήσης τους μόνο εκεί που πραγματικά είναι απαραίτητοι. Στο πλαίσιο αυτής της λογικής θα προσπαθήσουμε να μελετήσουμε το δίκτυο μας στην περίπτωση που δεν χρησιμοποιούμε έναν ενισχυτή πριν από κάθε κόμβο, αλλά όταν χρησιμοποιούμε ένα ενισχυτή κάθε δυο κόμβους του δικτύου.

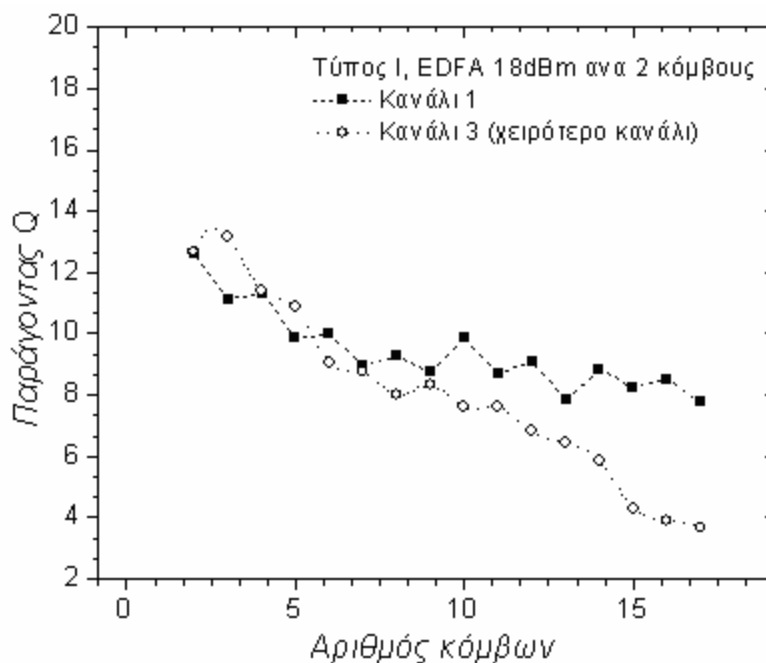
Ο ενισχυτής αυτός βέβαια πρέπει να είναι αρκετά ισχυρός ώστε να αντισταθμίζει τις απώλειες και των δυο προηγούμενων κόμβων. Εξομοιώσεις που κάναμε για την περίπτωση του δικτύου Τύπου II έδειξαν ότι κάτι τέτοιο δεν είναι εφικτό γιατί η πολύ γρήγορη υποβάθμιση του σηματοθορυβικού λόγου δεν επιτρέπει την τοποθέτηση αρκετών κόμβων στη σειρά. Μάλιστα στην περίπτωση αυτή ο μέγιστο αριθμός κόμβων που μπορέσαμε να τοποθετήσουμε σε σειρά ήταν μόλις 7, και μάλιστα χρησιμοποιώντας ενισχυτή Ερβίου +23dBm, ενώ η ενίσχυση μικρού σήματος ήταν 35dB.

Στην περίπτωση όμως του δικτύου Τύπου I οι απώλειες είναι σχετικά μικρές και μια τέτοια λύση είναι εφικτή. Ο σχεδιαστής του δικτύου έχει δυο λύσεις για την τοποθέτηση του ενισχυτή: Ή θα τοποθετήσει τον ενισχυτή (και τα δυο στάδια από τα οποία αποτελείται) σαν μια οντότητα στην είσοδο του κατάλληλου κόμβου, ή θα

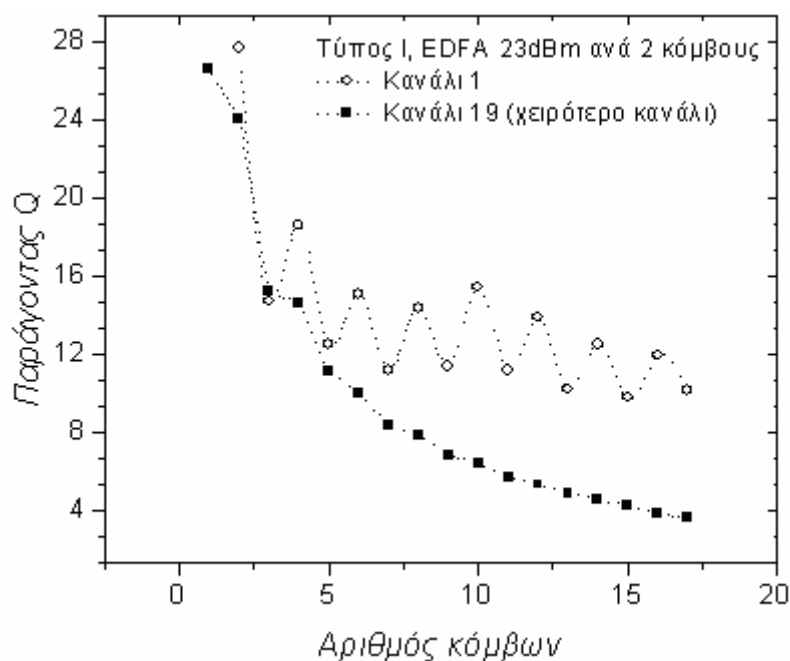
τοποθετήσει τον κόμβο ανάμεσα στα δυο στάδια του ενισχυτή. Στην πρώτη περίπτωση ακόμα και όταν χρησιμοποιηθεί ενισχυτής με ισχύ εξόδου +23dBm, η ισχύς ανά κανάλι σε κάθε δεύτερο κόμβο είναι μόλις -15dBm που είναι πολύ κοντά στην ευαισθησία του δέκτη (-16dBm) και γι' αυτό και δεν εφικτή. Αν όμως χρησιμοποιήσουμε την περίπτωση όπου ο κόμβος τοποθετηθεί ανάμεσα στα δυο στάδια του ενισχυτή, τότε το πρώτο στάδιο ενίσχυσης μας εξασφαλίζει ότι το επίπεδο ισχύος των καναλιών είναι αρκετά μακριά από την ευαισθησία του δέκτη.

3.4.2.1 Αποτελέσματα

Χρησιμοποιώντας την λύση που αναφέραμε προηγουμένως (κόμβος ανάμεσα στον ενισχυτή η εξάρτηση του Παράγοντα Q από τον αριθμό των κόμβων φαίνεται στα επόμενα Σχήματα:



(α)



(β)

Σχήμα 13. Η εξάρτηση του Παράγοντα Q από τον αριθμό των κόμβων για την περίπτωση που χρησιμοποιούμε έναν ενισχυτή α) +18dBm και β) +23dBm ανά δυο κόμβους με τον κόμβο ανάμεσα στα δυο στάδια του ενισχυτή.

Στην περίπτωση που χρησιμοποιούμε ενισχυτή +18dBm συνολικής ισχύος εξόδου, τότε η ισχύς εισόδου του κάθε καναλιού στην ίνα είναι 0dBm. Από το Σχήμα 13α εύκολα μπορεί να δει κανείς ότι στην περίπτωση αυτή ο μέγιστος αριθμός κόμβων που μπορούμε να τοποθετήσουμε σε σειρά είναι περίπου 13 (η απαίτησή μας είναι ο Παράγοντας Q να έχει τιμή μεγαλύτερη από 6). Καταλαβαίνουμε δηλαδή ότι ο κυρίαρχος περιοριστικός παράγοντας είναι η μεγάλη εξασθένιση ισχύος των καναλιών, λόγω της τοποθέτησης του ενισχυτή ανά δυο κόμβους. Αντίθετα στην περίπτωση που επιλέξουμε να χρησιμοποιήσουμε ενισχυτή συνολικής ισχύος +23dBm, η ισχύς εισόδου του κάθε καναλιού στην ίνα είναι +5dBm. Στην περίπτωση αυτή από το Σχήμα 13β βλέπουμε ότι ο μέγιστος αριθμός κόμβων που μπορούμε να παραθέσουμε σε σειρά στο δακτύλιο είναι μόλις 10. Τώρα όπως καταλαβαίνουμε ο κύριος περιοριστικός παράγοντας δεν είναι η μεγάλη εξασθένιση ισχύος, αλλά τα έντονα μη γραμμικά φαινόμενα που έχουν να αντιμετωπίσουν τα κανάλια κατά την είσοδό τους στην ίνα.

Με βάση τα προηγούμενα αποτελέσματα βλέπουμε ότι για τη χωρητικότητα που θέλουμε να επιτύχουμε (1.28Tb/s) η λύση της τοποθέτησης ενός ενισχυτή ανά δυο κόμβους μας δίνει μικρό αριθμό κόμβων ανά δακτύλιο. Αυτό αποτελεί σοβαρό πρόβλημα το οποίο μπορεί να ξεπεραστεί μόνο με μείωση της χωρητικότητας, και κατά συνέπεια ρυθμού μετάδοσης ή αριθμού καναλιών.

4. Συμπεράσματα

Στη μελέτη αυτή τα δίκτυα Τύπου I και Τύπου II μελετήθηκαν κάτω από διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας. Το χειρότερο σενάριο από άποψη κυκλοφορίας δεδομένων μελετήθηκε με τη θεώρηση ότι όλη η χωρητικότητα εκπέμπεται από τον πρώτο κόμβο του δακτυλίου. Από τα αποτελέσματα προέκυψε ότι όταν χρησιμοποιήσουμε συσκευές με ιδανικά χαρακτηριστικά η χωρητικότητα των 320Gb/s μας επιτρέπει να παραθέσουμε τουλάχιστον 16 κόμβους σε σειρά και για τις δυο αρχιτεκτονικές.

Το δίκτυο Τύπου I έχει πολύ καλή απόδοση όταν θεωρήσουμε ιδανικούς ενισχυτές με επίπεδο προφίλ ενίσχυσης και ένα ενισχυτή ανά κόμβο. Η μόνη

δυσκολία που παρουσιάζει αυτή η αρχιτεκτονική είναι η εύρεση της βέλτιστης ισχύος ανά κανάλι μιας και αυτή πρέπει να είναι αρκετά υψηλότερη από την ευαισθησία του δέκτη αλλά ταυτόχρονα να μην είναι τόσο υψηλή που να δημιουργεί προβλήματα στο σήμα λόγω μη γραμμικότητων από την ίνα. Για τον ίδιο τύπο δικτύου όταν επιλέξουμε να χρησιμοποιήσουμε ένα ενισχυτή Ερβίου ανά δυο κόμβους, δεν μπορούμε να έχουμε περισσότερους από 13 κόμβους σε σειρά, εκτός αν μειώσουμε την χωρητικότητα του δικτύου.

Όσο αναφορά το δίκτυο Τύπου II, η τεχνολογία των οπτικών του κόμβου είναι πιο εξελιγμένη και αυτό επιδρά στην απόδοση του κόμβου. Έτσι εμφανίζεται πιο ανεκτικό σε διάφορους παράγοντες που λογικά θα μείωναν την απόδοσή του, όπως μη επίπεδο προφίλ ενίσχυσης από τους ενισχυτές Ερβίου και μη γραμμικά φαινόμενα. Αυτό γίνεται λόγω της αρχιτεκτονικής του συγκεκριμένου δικτύου, όπου η συνολική ενίσχυση μοιράζεται ανάμεσα στους ενισχυτές Ερβίου και τους ημιαγωγικούς ενισχυτές SOA, οι οποίοι έχουν τη δυνατότητα να αντισταθμίζουν την διακύμανση της ενίσχυσης που εισάγουν οι τελευταίοι. Ο κύριος περιοριστικός παράγοντας αυτού του δικτύου είναι η τοποθέτηση σε σειρά των οπτικών φίλτρων τα οποία σχετίζονται με την επιλογή μήκους κύματος, καθώς και η άθροιση θορύβου στο σήμα. Αυτά μπορούν να αντιμετωπιστούν με χρήση ενισχυτών χαμηλού θορύβου (δείκτης θορύβου 5.5dB), προσεκτική σχεδίαση των ισχύων εισόδου του SOA και χρήση πολύ επιπέδων οπτικών φίλτρων στους επιλογείς μήκους κύματος. Τέλος για την αρχιτεκτονική αυτή η εξομοίωση έδειξε ότι δεν είναι εφικτή μια λύση όπου θα χρησιμοποιούσαμε έναν ενισχυτή ανά δυο κόμβους και έτσι θα μειώναμε το συνολικό κόστος του δικτύου.

Τέλος θα μπορούσαμε να πούμε ότι αν και το δίκτυο με αρχιτεκτονική Τύπου I είναι η πιο απλή και πιο φτηνή αρχιτεκτονική οπτικού κόμβου που θα μπορούσαμε να έχουμε, έχει κάποιους περιορισμούς ως προς την απόδοση ειδικά στην περίπτωση που θα χρησιμοποιήσουμε ρεαλιστικά χαρακτηριστικά στις συσκευές του δικτύου. Εκεί η αρχιτεκτονική Τύπου II υπερτερεί σαφώς ως προς την απόδοση και τον αριθμό των κόμβων που μπορούν να τοποθετηθούν σε σειρά, χωρίς βέβαια αυτό να σημαίνει ότι και η αρχιτεκτονική Τύπου I δεν έχει και σε αυτή την περίπτωση αποδεκτά αποτελέσματα.

5. Βιβλιογραφία

[Derickson98] D. Derickson (Ed.), "Fiber Optic Test and Measurement", (Prentice Hall, New Jersey, 1998), Chapter 2, "Optical Power Measurement", Section 2.5 "Responsivity Calibration", pp. 76-80.

[Gowar93] J. Gowar, Optical Communication Systems, Prentice Hall, 1993.

[Stavdas03] A. Stavdas, S. Sygletos, M. O'Mahoney, H.L. Lee, C. Matrakidis, A. Dupas: "IST-DAVID: concept presentation and physical layer modeling of the metropolitan area network", IEEE Journal of Lighthwave Technology, vol.21, n.2, pp. 372-383, 2003.

Κεφάλαιο 4: Υλοποίηση πολυκυματικού συστήματος σηματοδότησης για δίκτυα οπτικών ινών

1. Εισαγωγή

Η αξιοπιστία των συστημάτων SDH/SONET είναι ο θεμέλιος λίθος όλη της τεχνολογίας που υποστηρίζει την αυξημένη ζήτηση των τελευταίων χρόνων για δίκτυα μεταφοράς δεδομένων και φωνής. Τα συστήματα αυτά ήταν πολύ επιτυχημένα γιατί έδιναν μια γενική πλατφόρμα μετάδοσης για διαφορετικούς τύπους κίνησης (traffic), ενώ ταυτόχρονα ενσωμάτωναν έναν πολύ ευέλικτο τρόπο διαχείρισης των δεδομένων μαζί με αξιόπιστους και γρήγορους τρόπους προστασίας τους. Σε συστήματα μετάδοσης σημείου προς σημείου (point-to-point), τα οποία χρησιμοποιούν πολυπλεξία μηκών κύματος (WDM) και έχουν οπτικοηλεκτρονική μετατροπή σε κάθε κόμβο, γίνεται χρήση ψηφιακών ηλεκτρονικών όπως και στους SDH/ATM διακομιστές και IP δρομολογητές για να κάνουν πολυπλεξία, διασύνδεση, και επίβλεψη των ψηφιακών δεδομένων, αλλά και για να εκτελέσουν διάφορες λειτουργίες του δικτύου, όπως συντήρηση και διαχείριση των πόρων του. Όπως καταλαβαίνουμε τα ηλεκτρονικά που απαιτούνται για να εκτελέσουν αυτές τις λειτουργίες σε ένα περιβάλλον τέτοιων υψηλών και διαφορετικών ταχυτήτων όπως τα δίκτυα WDM, είναι αρκετά ακριβά. Για να αποφευχθεί η εκτεταμένη χρήση τέτοιων ηλεκτρονικών, τα οπτικά δίκτυα χρησιμοποιούν όλο και περισσότερο Οπτικούς διασυνδετές (Optical Crossconnects, OXC), οι οποίοι καθιστούν περιττή την οπτικοηλεκτρονική μετατροπή τουλάχιστον στο επίπεδο του ωφέλιμου φορτίου (**payload**) και φυσικά απαλλάσσουν το δίκτυο από αυτή την καθυστέρηση. WDM δίκτυα που χρησιμοποιούν αυτή την τεχνολογία, έχουν μεγαλύτερη χωρητικότητα και συγχρόνως ανακουφίζουν το δίκτυο από εκτεταμένη επεξεργασία του σήματος. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τα ηλεκτρονικά που χρησιμοποιούνται στα διάφορα σημεία του κόμβου ενός WDM δικτύου, να μπορούν να δουλέψουν σε μικρότερη ταχύτητα από την ολική ταχύτητα μετάδοσης του δικτύου. Ένας κεντρικός προγραμματιστής (Scheduler) υπολογίζει το βέλτιστο μονοπάτι και ένα ξεχωριστό κανάλι αναλαμβάνει να διεκπεραιώσει όλη την σηματοδότηση που απαιτείται με τη μετάδοση της πληροφορίας. Οι συνδέσεις είναι

μεταγωγής κυκλώματος (circuit-switched) και δεν απαιτείται καμία ευφυΐα από οποιοδήποτε κανάλι του δικτύου.

Σε αντίθεση με τα δίκτυα point-to-point τα δίκτυα πόλης (Metropolitan Area Networks, MAN) είναι πιο ευαίσθητα σε ριπές δεδομένων όπως έχουμε ήδη πει και στο Κεφάλαιο 1. Οι δρομολογήσεις μήκους κύματος, είναι πολλές φορές είτε ανεπαρκείς, είτε υποχρησιμοποιούμενες όταν έχουμε να κάνουμε με τέτοιου είδους κίνηση. Τα WDM δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος, δεν έχουν την ευελιξία για να υποστηρίξουν, σε επίπεδο σύνδεσης, γρήγορες και συχνές αναθέσεις, των οπτικών δρόμων των δεδομένων. Για το λόγο αυτό, μια ευθεία επέκταση των κανόνων που διέπουν τα δίκτυα point-to-point στα δίκτυα MAN δεν αποτελεί μια οικονομική λύση. Παρόλα αυτά, πολλές από τις ιδιότητες που ήδη υπάρχουν στα δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος, όπως η αξιοπιστία τους και η αποτελεσματικότητά τους είναι κάτι που πρέπει να διατηρηθεί. Ακόμα η συνύπαρξη ιδιοτήτων, όπως η σωστή διαχείριση φάσματος του ATM και η διάδοση και οικονομική αποτελεσματικότητα του IP είναι επιθυμητά στοιχεία των MAN δικτύων. Καταλαβαίνουμε ότι για να μπορούμε να εκπληρώσουμε αυτά τα στοιχεία και όσα αναφέρονται στο Κεφάλαιο 1, τα δίκτυα MAN πρέπει να μεταβούν σε δίκτυα μεταγωγής πακέτου. Μάλιστα η μεγαλύτερη προσπάθεια σε αυτά τα δίκτυα είναι να ενσωματωθεί όσο το δυνατόν περισσότερη ευφυΐα στην επικεφαλίδα του πακέτου, αλλά με τέτοιο τρόπο ώστε αυτή να είναι συμβατή με τις ενδογενείς ιδιότητες και αδυναμίες στο οπτικό επίπεδο (έλλειψη ενδιάμεσων μνημών).

Οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτου με συγχρονισμό πακέτου, θα μπορούσαν να ικανοποιήσουν πολλές από τις απαιτήσεις που αναφέραμε νωρίτερα ([Chiaroni00]). Σε αυτά τα δίκτυα η δρομολόγηση είναι ανεξάρτητη από το μήκος κύματος που βρίσκεται το ωφέλιμο φορτίο. Το διαθέσιμο φάσμα χρησιμοποιείται επαρκώς και μπορεί το πακέτο να δρομολογηθεί πολύ γρήγορα. Ταυτόχρονα υψηλού επιπέδου διαγνωστικά καθώς και πληροφορίες ελέγχου και διαχείρισης του δικτύου μπορούν να χρησιμοποιηθούν πολύ εύκολα.

Έχει ήδη παρουσιαστεί ([Stavdas99]) η περίπτωση ασύγχρονου δικτύου με επικεφαλίδα πακέτου που βασίζεται σε συνδυασμό μήκους κύματος και χρόνου και

μπορεί να προσφέρει όσα αναφέρουμε προηγουμένως. Στο σύστημα αυτό ο συνδυασμός μήκους κύματος και χρόνου γίνεται με τέτοιο τρόπο, ώστε να βελτιστοποιείται η πιθανότητα σφάλματος του συστήματος αλλά και να αυξάνεται η χωρητικότητά του. Αυτό επιτυγχάνεται αν αντίθετα με ότι γίνεται στα κλασσικά συστήματα οπτικών επικοινωνιών, δεν χρησιμοποιήσουμε 2 στάθμες για την κωδικοποίηση του σήματος, αλλά περισσότερες στάθμες κατάλληλα όμως διαμορφωμένες, έτσι ώστε να ελαχιστοποιούν την πιθανότητα να παρατηρηθεί σφάλμα στο δίκτυό μας. Αν M είναι αυτές οι στάθμες, τότε μπορούμε να ονομάσουμε το σύστημα μας M -αδικό. Η τεχνική αυτή διαμόρφωσης, είναι γνωστή από τις κλασσικές τηλεπικοινωνίες και στην περίπτωση αυτή εφαρμόζεται σε ένα καθαρά οπτικό σύστημα έτσι ώστε να μπορέσουμε να επωφεληθούμε από τα πλεονεκτήματα που προσφέρει.

Στις επόμενες παραγράφους θα κάνουμε μια αναλυτική περιγραφή του οπτικού M -αδικού συστήματος. Στην Παράγραφο 2 θα δούμε πως το σύστημα αυτό μπορεί να πραγματοποιηθεί, καθώς και τις προτεινόμενες λύσεις για τον πομπό και το δέκτη του συστήματος. Στην Παράγραφο 3 θα μελετήσουμε την απόδοση του συστήματος χρησιμοποιώντας ως μέτρο σύγκρισης την πιθανότητα σφάλματος bit, ενώ στην Παράγραφο 3.2 θα υπολογίσουμε την πιθανότητα σφάλματος για ολόκληρη την επικεφαλίδα της μιαδικής σηματοδότησης.

2. Περιγραφή Οπτικού M -αδικού συστήματος

2.1 Γενική περιγραφή

Στις επόμενες παραγράφους θα περιγράψουμε τη μορφή που πρέπει να έχει ένα οπτικό M -αδικό σύστημα. Θα ξεκινήσουμε περιγράφοντας τη μορφή του σήματος που εκπέμπουμε καθώς και το αλφάβητο (το σύνολο δηλαδή όλων των δυνατών συμβόλων που μπορούμε να εκπέμψουμε) που χρησιμοποιούμε. Στη συνέχεια θα περιγράψουμε τον πομπό ενός τέτοιου συστήματος, ο οποίος είναι ουσιαστικά μια συστοιχία LASER που εκπέμπουν με καθορισμένο τρόπο σε κάθε χρονοθυρίδα του συστήματος. Τέλος θα δώσουμε αναλυτική περιγραφή του δέκτη,

ο οποίος είναι από τα πιο πολύπλοκα μέρη του συστήματος, κυρίως λόγω της ηλεκτρονικής επεξεργασίας που είναι αναγκαίο να κάνει στο σήμα. Στη συνέχεια θα εξάγουμε αναλυτικές εκφράσεις για την αναμενόμενη απόδοση, χρησιμοποιώντας ως μέτρο την πιθανότητα σφάλματος bit και το σηματοθορυβικό λόγο *SNR*.

2.2 Η αλφάβητος του συστήματος

Στο σύστημα αυτό η επικεφαλίδα ενός πακέτου δεδομένων αποτελείται από ένα σύνολο μηκών κύματος, που έχουν συνδυαστεί κατάλληλα έτσι ώστε να φτιάξουν την απαιτούμενη λέξη. Το σύνολο αυτό των μηκών κύματος δεν συμπίπτει με τα μήκη κύματος που χρησιμοποιούμε για τη μετάδοση των δεδομένων μας και έτσι επιτυγχάνουμε εύκολο και γρήγορο διαχωρισμό μεταξύ ωφέλιμου φορτίου και επικεφαλίδας χρησιμοποιώντας παθητικά μέσα.

Έστω ότι το προαναφερθέν σύνολο των μηκών κύματος που έχουμε τη δυνατότητα να εκπέμπουμε (το οποίο αποτελεί και το αλφάβητο του συστήματος μας), είναι το $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M$. Έστω ότι η χρονοθυρίδα εκπομπής (που εξαρτάται από τον ρυθμό εκπομπής) του συστήματος, έχει διάρκεια T_s . Σε κάθε τέτοια χρονοθυρίδα μόνο ένα μήκος κύματος λ_i μπορεί να εκπέμψει για όσο χρόνο διαρκεί η χρονοθυρίδα (ουσιαστικά εκπέμπεται ένας RZ παλμός από το μήκος κύματος λ_i), ενώ τα υπόλοιπα μήκη κύματος δεν εκπέμπουν στη συγκεκριμένη χρονική διάρκεια (ουσιαστικά εκπέμπεται το μηδενικό σύμβολο). Σύμφωνα με τα προηγούμενα, ένα τυχαίο σύμβολο του συστήματός μας θα έχει την ακόλουθη μορφή:

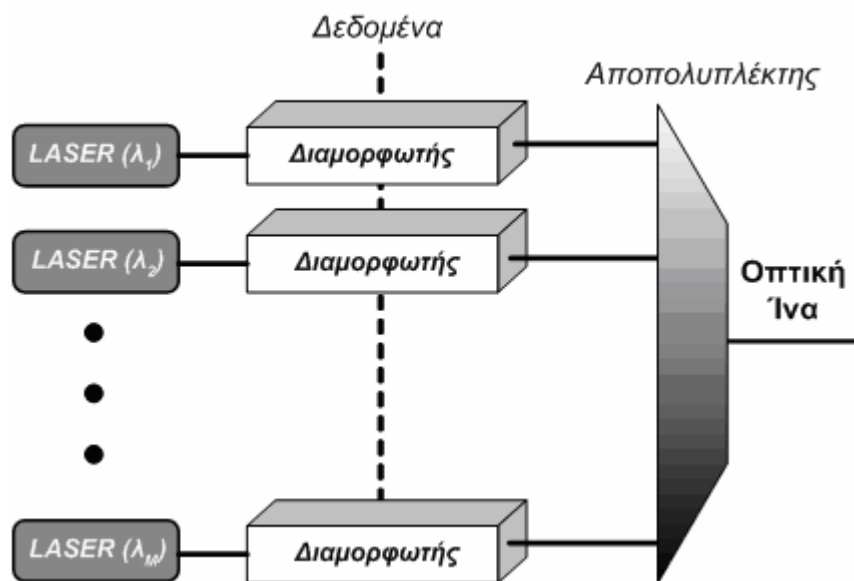
$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \longleftarrow \lambda_i$$

Σχήμα 1. Σχηματική απεικόνιση ενός συμβόλου του οπτικού M-αδικού συστήματος στο οποίο εκπέμπει το μήκος κύματος λ_i .

Στο Σχήμα 1, λ_i είναι το μήκος κύματος που έχει επιλεγεί να εκπέμψει στη συγκεκριμένη χρονοθυρίδα. Με τον τρόπο αυτό δημιουργείται ένα σύνολο από M σύμβολα (όσα και τα μήκη κύματος που χρησιμοποιούμε), τα οποία είναι όλα ορθογώνια μεταξύ τους. Φυσικά όπως θα δούμε και παρακάτω, στη φυσική υλοποίηση του συστήματος η έξοδος όλων των Laser περνάει από ένα πολυπλέκτη μηκών κύματος και μετά το παραγόμενο πολυχρωματικό σήμα εισέρχεται στην οπτική ίνα του δικτύου μας.

2.2.1 Ο Πομπός

Είναι φανερό ότι για την αποκωδικοποίηση ενός τέτοιου συστήματος ο πομπός που θα χρησιμοποιηθεί είναι διαφορετικός από αυτούς που χρησιμοποιούνται για τα κλασικά δυαδικά συστήματα. Η σχηματική αναπαράσταση του πομπού του συστήματος μας φαίνεται στο Σχήμα 2. Αποτελείται από M Lasers, με το καθένα φτιαγμένο να εκπέμπει σε διαφορετικό μήκος κύματος.



Σχήμα 2. Σχηματική αναπαράσταση του πομπού του οπτικού M-αδικού συστήματος. Αποτελείται από M Lasers όλα συνδεδεμένα με εξωτερικό διαμορφωτή (external modulator). Ανάλογα με το σύμβολο που θέλουμε να εκπέμψουμε ο διαμορφωτής καθορίζει πιο Laser θα εκπέμψει σε κάθε χρονοθυρίδα. Το τελικό σήμα οδηγείται σε ένα πολυπλέκτη ο οποίος το εισάγει στην οπτική ίνα του δικτύου μας.

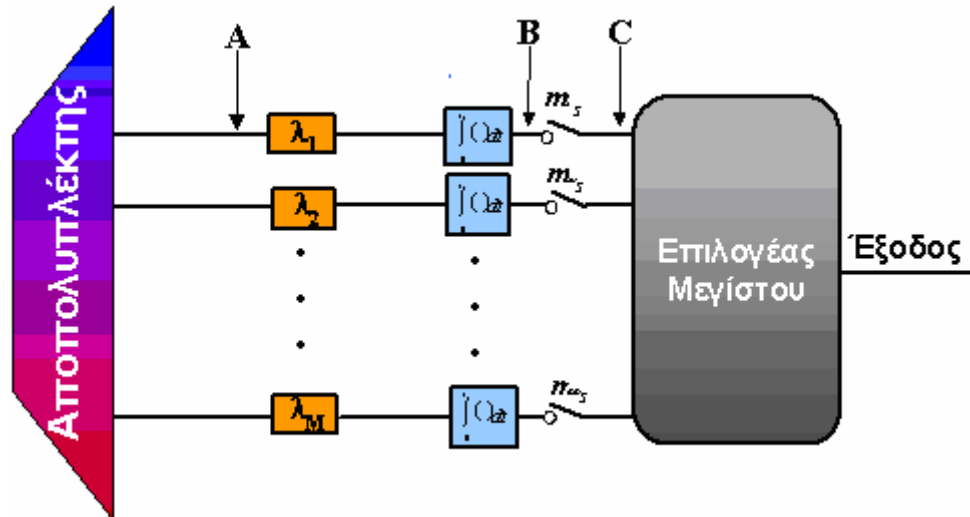
Από το Σχήμα 2 είναι φανερό ότι με την προηγούμενη διαδικασία δημιουργούμε ένα σύνολο από M ορθογώνια σύμβολα, τα οποία όπως προείπαμε αποτελούν το αλφάβητο του πομπού μας. Η φυσική υλοποίηση του συστήματος μας γίνεται με καθένα από τα M Laser να εκπέμπει RZ παλμούς με κύκλο εργασίας (**duty cycle**) 0.5. Με αυτό τον τρόπο ελαχιστοποιούμε την αλληλεπίδραση των γειτονικών παλμών και μπορούμε να έχουμε καλύτερη απόδοση του συστήματος. Συνδυάζοντας T από αυτά τα σύμβολα δημιουργούμε τις επικεφαλίδες των πακέτων του δικτύου. Με αυτή την διαδικασία μπορεί να δημιουργηθεί ένα σύνολο από M^T διαφορετικές επικεφαλίδες πακέτων. Για παράδειγμα αν $M=8$ και $T=3$ τότε μπορούμε να έχουμε $8^3=512$ διαφορετικές επικεφαλίδες πακέτων. Έτσι η μορφή στο πεδίο του χρόνου μιας επικεφαλίδας φτιαγμένης από οπτικά M -αδικά σύμβολα θα είναι αυτή που φαίνεται στο Σχήμα 3.



Σχήμα 3. Σχηματική αναπαράσταση επικεφαλίδας πακέτου αποτελούμενη από Οπτικά M -αδικά σύμβολα. Διακρίνονται επίσης μερικά bits στην αρχή της μετάδοσης, για λόγους χρονισμού των bits, καθώς και ένας «χρόνος προστασίας» (guard time) απαραίτητος για τον διαχωρισμό της επικεφαλίδας από το ωφέλιμο φορτίο (payload).

2.2.2 Δέκτης Οπτικού M -αδικού συστήματος

Καταλαβαίνουμε ότι ένα τέτοιο σύστημα δεν μπορεί να έχει ένα κλασικό δέκτη δυαδικής λογικής. Στο Σχήμα 4 βλέπουμε ένα μπλοκ διάγραμμα ενός δέκτη που θα μπορούσε να αποδιαμορφώσει ένα σήμα σαν αυτό που περιγράψαμε στις προηγούμενες παραγράφους 2.2 και 2.2.1.



Σχήμα 4. Δέκτης Maximum A posteriori Receiver που χρησιμοποιείται για οπτικό M-αδικο σύστημα. Το οπτικό φίλτρο του κλασσικού δέκτη έχει αντικατασταθεί από ένα φράγμα περίθλασης. Το κάθε μήκος κύματος οδηγείται στη φωτοδίοδο που από πριν του έχει καθοριστεί. Το ηλεκτρικό σήμα που παράγεται φιλτράρεται για να μειωθεί ο θόρυβος και στη συνέχεια εισέρχεται σε έναν επιλογέα μεγίστου, ο οποίος αποφασίζει για το ποιο μήκος κύματος έχει εκπεμφθεί από τον πομπό τη συγκεκριμένη χρονοθυρίδα.

Ο δέκτης αυτός που είναι μια τροποποιημένη έκδοση του δέκτη του σχήματος 5-4-4 της παραπομπής [Proakis]. Αποτελείται από ένα φράγμα περίθλασης, φωτοδιόδους, ηλεκτρικά φίλτρα και έναν επιλογέα μεγίστου. Το φράγμα περίθλασης χρησιμοποιείται σαν αποπολυπλέκτης των μηκών κύματος που ταξιδεύουν στην ίνα. Στη συνέχεια σε κάθε μήκος κύματος που προκύπτει αντιστοιχείται μια φωτοδίοδος (PIN) η οποία μετατρέπει την οπτική ισχύ σε ηλεκτρική. Το ρεύμα που προκύπτει φιλτράρεται από ηλεκτρικά φίλτρα αμέσως μετά τις φωτοδιόδους, έτσι ώστε να περιοριστεί ο θόρυβος. Η έξοδος του κάθε φίλτρου οδηγείται σε έναν επιλογέα μεγίστου, όπου επιλέγεται το μέγιστο από τα εισερχόμενα σήματα. Αυτό το μέγιστο ηλεκτρικό σήμα που αντιστοιχεί στο μήκος κύματος με το μεγαλύτερο πλάτος θεωρούμε ότι είναι και αυτό που εκπέμφαμε στον πομπό. Είναι φανερό ότι η απόδοση (δηλ. η πιθανότητα σφάλματος), ενός τέτοιου συστήματος είναι καθοριστικός παράγοντας για την περαιτέρω μελέτη του. Για τον υπολογισμό της χρειαζόμαστε να ξέρουμε την πιθανότητα να επιλέξει ο επιλογέας μεγίστου, διαφορετικό μήκος κύματος από αυτό που πραγματικά έχουμε

εκπέμψει. Στην επόμενη παράγραφο γίνεται ο αναλυτικός υπολογισμός αυτής της πιθανότητα σφάλματος για ένα δέκτη οπτικού M-αδικού συστήματος.

3. Υπολογισμός πιθανότητας σφάλματος (BER) του Οπτικού M-αδικού συστήματος.

Έστω ότι σε μια τυχαία χρονοθυρίδα μετάδοσης το σήμα έχει την ακόλουθη μορφή:

$$\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix}$$

(υποθέτοντας, χωρίς βλάβη της γενικότητας, ότι έχουμε εκπέμψει το πρώτο μήκος κύματος). Το σήμα αυτό ταξιδεύει στην ίνα και φτάνει μέχρι το δέκτη με τον επιλογέα μεγίστου. Αφού γίνει πρώτα η αποπολυπλεξία του, στη συνέχεια το οπτικό σήμα προσπίπτει στη φωτοδίοδο (PIN) και το παραγόμενο ηλεκτρικό σήμα εισέρχεται στα ηλεκτρικά φίλτρα έτσι ώστε να περιοριστεί ο θόρυβος. Το ρεύμα που παράγεται στην έξοδο των ηλεκτρικών φίλτρων του κάθε δέκτη έχει την μορφή ([Proakis]):

$$\begin{pmatrix} I_1(t) + I_0(t) + n_1(t) \\ I_0(t) + n_2(t) \\ \vdots \\ I_0(t) + n_M(t) \end{pmatrix}$$

όπου $I_1(t)$, είναι το ρεύμα που παράγεται από την ισχύ P_{sig} του bit 1 στο μήκος κύματος λ_1 , $I_0(t)$ είναι το ρεύμα από την ισχύ θορύβου PIN απουσία σήματος (τα υπόλοιπα μήκη κύματος δεν εκπέμπουν) και $n_i(t)$ είναι ο θόρυβος για το i-οστό μήκος κύματος που εισέρχεται στο δέκτη.

Ορίζουμε τις ακόλουθες μεταβλητές απόφασης ([Proakis]):

$$\begin{aligned} Y_1(I T_s) &= I_1(I T_s) + I_o(I T_s) + n_1(I T_s) \\ Y_2(I T_s) &= I_0(I T_s) + n_2(I T_s) \\ &\vdots \\ Y_M(I T_s) &= I_0(I T_s) + n_M(I T_s) \end{aligned}$$

όπου $I T_s$ είναι οι χρονικές στιγμές κατά τις οποίες έχουμε δειγματοληψία του σήματος και είναι ακέραιο πολλαπλάσιο (I) της περιόδου εκπομπής.

Για να μπορέσουμε να έχουμε σωστή απόφαση στο δέκτη για το ποιο μήκος κύματος έχουμε εκπέμψει στον πομπό, πρέπει στη συγκεκριμένη περίπτωση, η έξοδος του πρώτου δέκτη να είναι μεγαλύτερη από την έξοδο των άλλων $M-1$ δεκτών των άλλων μηκών κύματος. Η πιθανότητα να έχουμε αυτή τη σωστή απόφαση είναι ([Proakis]):

$$P_{c1} = P\{Y_2 < Y_1, \dots, Y_M < Y_1 / s_1\} \quad (1)$$

όπου s_1 είναι η τιμή που έχει πάρει η μεταβλητή Y_1 στη συγκεκριμένη χρονική στιγμή.

Χρησιμοποιώντας την ακόλουθη, γνωστή από τη θεωρία των πιθανοτήτων, σχέση:

$$P(X < Y) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(X < y / Y = y) f_Y(y) dy \quad (2)$$

όπου X, Y είναι συνεχείς, ανεξάρτητες μεταβλητές λαμβάνουμε για το P_{c1} :

$$P_{c1} = \int_{-\infty}^{+\infty} P\{Y_2 < y_1, \dots, Y_M < y_1 / Y = y_1\} f_{Y_1}(y_1) dy_1 \quad (3)$$

όπου, το $P\{Y_2 < y_1, \dots, Y_M < y_1 / Y = y_1\}$ δηλώνει τη δεσμευμένη πιθανότητα το y_1 να είναι μεγαλύτερο από όλες τις εξόδους των άλλων δεκτών, f_{Y_1} είναι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) του σήματος του πρώτου δέκτη, η οποία είναι μια Γκαουσιανή pdf (όπως είναι γνωστό από την κλασική θεωρία οπτικών τηλεπικοινωνιών [Ramasvami]), με μέση τιμή m_1 , η οποία είναι η μέση τιμή του ρεύματος που βγαίνει από το ηλεκτρικό φίλτρο για το bit 1. Έχουμε:

$$f_{Y_1}(y_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} e^{-\frac{(y_1 - I_1 - I_0)^2}{2\sigma_1^2}} \quad (4)$$

όπου y_1 είναι η έξοδος του ηλεκτρικού φίλτρου για το πρώτο μήκος κύματος και σ_1 είναι η τυπική απόκλιση του ρεύματος του σήματος αυτού, λόγω θορύβου (θερμικός και θόρυβος βολής αν δεν έχουμε οπτικό προενισχυτή, και *signal-signal* καθώς και *spontaneous-spontaneous* όταν έχουμε οπτικό προενισχυτή [Ramasvami]).

Η pdf της εξόδου των άλλων $M-1$ ηλεκτρικών φίλτρων είναι και αυτή Γκαουσιανή ([Ramasvami]) αλλά με διαφορετική μέση τιμή από αυτή με το εκπεμπόμενο σήμα: Οπότε θα έχουμε:

$$f_{Y_i}(y_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} e^{-\frac{(y_i - I_0)^2}{2\sigma_0^2}} \quad (5)$$

Εφόσον οι έξοδοι των ηλεκτρικών φίλτρων y_i είναι στατιστικά ανεξάρτητες, η δεσμευμένη πιθανότητα γίνεται γινόμενο των $M-1$ πιθανοτήτων. Προκύπτει ότι:

$$\begin{aligned} P_{c1} &= \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\int_{-\infty}^{y_1} \dots \int_{-\infty}^{y_1} \prod_{i=2}^M f_{Y_i}(y_i) dy_i \right] f_{Y_1}(y_1) dy_1 = \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\int_{-\infty}^{y_1} f_Y(y) dy \right]^{M-1} f_{Y_1}(y_1) dy_1 \end{aligned} \quad (6)$$

όπου:

$$f_Y(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} e^{-\frac{(y-I_0)^2}{2\sigma_0^2}}$$

Θα μετασχηματίσουμε το P_{c1} σε μια πιο απλή μορφή. Για το σκοπό αυτό θα μετασχηματισήσουμε το ολοκλήρωμα:

$$\int_{-\infty}^{y_1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} e^{-\frac{(y-I_0)^2}{2\sigma_0^2}} dy$$

Χρησιμοποιούμε το μετασχηματισμό $x = \frac{y-I_0}{\sigma_0}$ για τη μεταβλητή y . Τα όρια του προηγούμενου ολοκληρώματος γίνονται:

$$\text{Όταν } y = -\infty, \quad x = -\infty$$

$$\text{Όταν } y = y_1, \quad x = \frac{y_1 - I_0}{\sigma_0}$$

Το ολοκλήρωμα τώρα μετασχηματίζεται ως εξής:

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \int_{-\infty}^{\frac{y_1-I_0}{\sigma_0}} e^{-\frac{x^2}{2}} \sigma_0 dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\frac{y_1-I_0}{\sigma_0}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (7)$$

Οπότε η πιθανότητα P_{c1} να έχουμε σωστή απόφαση στο δέκτη γίνεται:

$$P_{c1} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\frac{y_1-I_0}{\sigma_0}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right]^{M-1} e^{-\frac{(y_1-I_1-I_0)}{2\sigma_1^2}} dy_1 \quad (8)$$

Χρησιμοποιώντας στη σχέση (8) τον ακόλουθο μετασχηματισμό:

$$u = \frac{y_1 - I_0}{\sigma_0}$$

Με όρια ολοκλήρωσης:

Όταν $y = -\infty$, $u = -\infty$

και $u = \frac{y_1 - I_0}{\sigma_0}$

παίρνουμε:

$$P_{c1} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^u e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right]^{M-1} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{u\sigma_0 - I_1}{\sigma_1} \right)^2} \sigma_0 du \Rightarrow$$

$$P_{c1} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^u e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right]^{M-1} e^{-\frac{1}{2} \left(u \frac{\sigma_0 - I_1}{\sigma_1} \right)^2} du$$

Η πιθανότητα να έχουμε σφάλμα στην απόφαση του δέκτη θα είναι $P_M = 1 - P_{c1}$. Οπότε:

$$P_M = 1 - P_{c1} \Rightarrow$$

$$P_M = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^u e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right]^{M-1} e^{-\frac{1}{2} \left(u \frac{\sigma_0 - I_1}{\sigma_1} \right)^2} du \quad (9)$$

Είναι γνωστό ότι:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} e^{-x^2} dx = \sqrt{\pi}$$

Βασίζόμενοι στην προηγούμενη σχέση θα αποδείξουμε ότι ισχύει και το ακόλουθο:

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\frac{1}{2} \left(u \frac{\sigma_0}{\sigma_1} - \frac{I_1}{\sigma_1} \right)^2} du = 1$$

Ας ορίσουμε την μεταβλητή $v = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(u \frac{\sigma_0}{\sigma_1} - \frac{I_1}{\sigma_1} \right)$. Τότε παίρνουμε:

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\frac{1}{2} \left(u \frac{\sigma_0}{\sigma_1} - \frac{I_1}{\sigma_1} \right)^2} du = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-v^2} \sqrt{2} \frac{\sigma_1}{\sigma_0} dv = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-v^2} dv = 1$$

Το οποίο είναι αυτό που θέλουμε να αποδείξουμε. Χρησιμοποιώντας το στη σχέση (9) η πιθανότητα να έχουμε λάθος στην απόφαση του δέκτη είναι:

$$\begin{aligned} P_M &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\frac{1}{2} \left(u \frac{\sigma_0}{\sigma_1} - \frac{I_1}{\sigma_1} \right)^2} du - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^u e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right]^{M-1} e^{-\frac{1}{2} \left(u \frac{\sigma_0}{\sigma_1} - \frac{I_1}{\sigma_1} \right)^2} du \Rightarrow \\ &\Rightarrow P_M = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ 1 - \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^u e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right]^{M-1} \right\} e^{-\frac{1}{2} \left(u \frac{\sigma_0}{\sigma_1} - \frac{I_1}{\sigma_1} \right)^2} du \end{aligned} \quad (10)$$

Αν ορίσουμε σαν λόγο σήματος προς θόρυβο (SNR) για το συγκεκριμένο σύστημα $SNR = \frac{I_1^2}{\sigma_1^2}$ ([Marcuse90]) όπου \bar{I}_1 είναι η μέση τιμή του ρεύματος που παράγεται από τον πρώτο δέκτη και σ_1 είναι η τυπική απόκλιση της εξόδου του πρώτου φίλτρου, από την (10) έχουμε για την πιθανότητα σφάλματος:

$$P_M = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ 1 - \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^u e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right]^{M-1} \right\} e^{-\frac{1}{2} \left(u \frac{\sigma_0}{\sigma_1} - \sqrt{SNR} \right)^2} du \quad (11)$$

Η προηγούμενη πιθανότητα σφάλματος είναι η πιθανότητα σφάλματος ενός συμβόλου του συστήματος συναρτήσει του SNR ενός συμβόλου. Η κοινώς χρησιμοποιούμενη μονάδα μέτρησης της πληροφορίας όμως είναι το bit. Για το

λόγο αυτό θα πρέπει να μετατρέψουμε το SNR ενός συμβόλου σε SNR ενός bit. Αν για τον αριθμό M των μηκών κύματος που χρησιμοποιούμε ισχύει $M = 2^k$ (δηλαδή το M είναι δύναμη του 2) τότε κάθε σύμβολο που εκπέμπεται από το σύστημα μας, περιέχει πληροφορία k bits. Οπότε για την ενέργεια E_1 που περιέχει κάθε σύμβολο θα ισχύει ([Proakis]):

$$E_1 = kE_b$$

όπου E_b είναι η ενέργεια του bit πληροφορίας. Χρησιμοποιώντας την προηγούμενη σχέση μπορούμε να καταλήξουμε για το SNR :

$$SNR = k SNR_b$$

με $k = \log_2 M$.

Από τα προηγούμενα η πιθανότητα σφάλματος για ένα σύμβολο που αναπαρίσταται από k -bits σε συνάρτηση με το SNR για κάθε bit θα είναι:

$$P_M = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ 1 - \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^u e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right]^{M-1} \right\} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{u\sigma_0}{\sigma_1} - \sqrt{kSNR_b} \right)^2} du \quad (12)$$

Η κοινώς χρησιμοποιούμενη ποσότητα μέτρησης της απόδοσης ενός συστήματος είναι η πιθανότητα σφάλματος bit (BER). Για το λόγο αυτό θα πρέπει να μετατρέψουμε την πιθανότητα σφάλματος ενός συμβόλου, που έχουμε ήδη υπολογίσει, σε πιθανότητα σφάλματος bit. Για να γίνει αυτή η μετατροπή θα μας βοηθήσει το ότι κάθε σύμβολο του συστήματος μας μπορεί να αναπαρασταθεί με k -bits όπου $k = \log_2 M$.

Για ισοπίθانا ορθογώνια σήματα, είναι αναμενόμενο ότι όλα τα σφάλματα θα είναι και αυτά ισοπίθانا και θα συμβαίνουν με πιθανότητα που θα ικανοποιεί τη σχέση ([Proakis]):

$$\frac{P_M}{M-1} = \frac{P_M}{2^k - 1} \quad (13)$$

Υπάρχουν $\binom{k}{n}$ τρόποι με τους οποίους n bits μέσα από k bits (ο αριθμός των bits από τα οποία αποτελούνται τα σύμβολά μας), μπορούν να έχουν κάποιο σφάλμα. Ο μέσος όρος σφαλμάτων σε ένα k -bit σύμβολο είναι:

$$\sum_{n=1}^k \binom{k}{n} \frac{P_M}{2^k - 1} = k \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} P_M \quad (14)$$

Η μέση πιθανότητα σφάλματος του bit (BER) είναι η σχέση (14) διαιρεμένη με k , το οποίο είναι ο αριθμός των bit που αναπαριστούν το κάθε σύμβολο μας. Οπότε ([Proakis]):

$$P_b = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} P_M \quad (15)$$

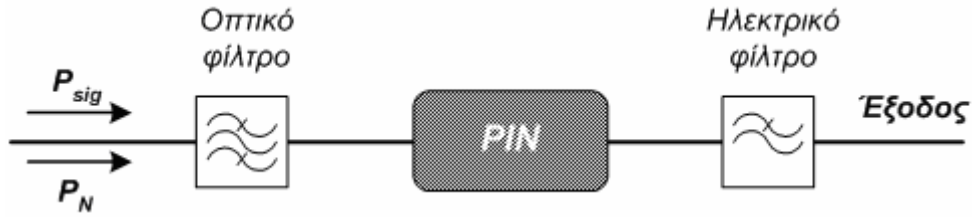
Το BER του δέκτη μας σε συνάρτηση με το ηλεκτρικό SNR θα είναι:

$$BER = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ 1 - \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^u e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right)^{M-1} \right\} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\sigma_0}{\sigma_1} - \sqrt{kSNR_b} \right)^2} du \quad (16)$$

όπου M είναι ο αριθμός των μηκών κύματος που χρησιμοποιούμε κατά τη μετάδοση του σήματος και $k = \log_2 M$.

3.1 Σχέση μεταξύ Ηλεκτρικού και Οπτικού σηματοθροβικού λόγου (SNR)

Το μπλοκ διάγραμμα ενός κλασσικού οπτικού δέκτη φαίνεται στο Σχήμα 5.



Σχήμα 5. Μπλόκ διάγραμμα ενός δέκτη στον οποίο προσπίπτει οπτική ισχύς σήματος P_{sig} και οπτική ισχύς θορύβου P_N . Διακρίνονται το οπτικό φίλτρο, η φωτοδίοδος που μετατρέπει την οπτική ισχύ σε ηλεκτρική, καθώς και το ηλεκτρικό φίλτρο που χρησιμοποιείται για τον περιορισμό του θορύβου.

Αν θεωρήσουμε ότι P_{sig} είναι η οπτική ισχύς που προσπίπτει στο δέκτη για το bit 1 και P_N είναι η οπτική ισχύς του θορύβου, τότε τα ρεύματα που θα παραχθούν από το δέκτη θα είναι I_1 και I_0 αντίστοιχα. Όπως είναι γνωστό θα ισχύει:

$$\begin{cases} I_1 = KP_{sig} \\ I_0 = KP_N \end{cases}$$

Αν ορίσουμε το Οπτικό SNR (OSNR) σαν $OSNR = \frac{P_{sig}}{P_N}$, τότε

$$OSNR = \frac{I_1}{I_0} \quad (17)$$

Όπως ήδη ξέρουμε το ηλεκτρικό SNR (ESNR) ορίζεται ως εξής ([Marcuse90]):

$$ESNR = \frac{I_1^2}{\sigma_1^2} \quad (18)$$

όπου I_1 είναι η μέση ισχύς του ρεύματος που παράγεται από το δέκτη για το bit 1 (εξαιτίας της ισχύος P_{sig}) και σ_1 είναι η τυπική απόκλιση του σήματος για το bit 1

εξαιτίας του θορύβου. Στα επόμενα θα εξάγουμε τη σχέση μεταξύ του ESNR και του OSNR ακριβώς πριν από το δέκτη.

Από την σχέση (18) έχουμε:

$$\sqrt{ESNR} = \frac{I_1}{\sigma_1} = \frac{I_1}{\frac{\sigma_1}{I_0}} = \frac{OSNR}{\frac{\sigma_1}{I_0}} \quad (19)$$

Από την παραπομπή [Marcuse90] προκύπτει ότι:

$$\sigma_1 = \sqrt{\frac{2}{W} I_1 I_0 + \frac{I_0^2}{W}} \quad (20)$$

όπου $W = \rho T_s B_o$ με $\rho = 1$ για πολωμένο θόρυβο και $\rho = 2$ για μη πολωμένο θόρυβο, T_s διάρκεια του bit (χρονοθυρίδα εκπομπής) και B_o το εύρος ζώνης του οπτικού φίλτρου.

Από τις (19), (20) έχουμε:

$$\frac{\sigma_1}{I_0} = \frac{\sqrt{\frac{2}{W} I_1 I_0 + \frac{I_0^2}{W}}}{I_0} = \frac{1}{\sqrt{W}} \sqrt{2 \frac{I_1}{I_0} + 1} = \frac{1}{\sqrt{W}} \sqrt{2OSNR + 1} \quad (21)$$

Αν εφαρμόσουμε την (21) στην (19):

$$\sqrt{ESNR} = \frac{OSNR}{\sqrt{2OSNR + 1}} \sqrt{W} = \frac{OSNR}{\sqrt{2OSNR + 1}} \sqrt{p \frac{B_o}{R_s}} \quad (22)$$

όπου $R_s = \frac{1}{T_s}$ είναι ο ρυθμός εκπομπής συμβόλων του συστήματος.

Από την έκφραση (22) παίρνουμε τη ζητούμενη σχέση ανάμεσα στο ηλεκτρικό και το οπτικό SNR . Χρησιμοποιώντας την ίδια σχέση μπορούμε να βρούμε την έκφραση ανάμεσα στο ρυθμό σφαλμάτων bit (BER) του συστήματος ως συνάρτηση του οπτικού SNR ($OSNR$). Χρησιμοποιώντας τις εκφράσεις (11) και (22) έχουμε ότι:

$$BER = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ \left[1 - \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^u e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right)^{M-1} \right] e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\sigma_0}{\sigma_1} \frac{k*OSNR}{\sqrt{2*k*OSNR+1}} \sqrt{\frac{P B_o}{R_s}} \right)^2} \right\} du \quad (23)$$

Το επόμενο βήμα μας είναι να βρούμε τη σχέση ανάμεσα στον λόγο $\frac{\sigma_0}{\sigma_1}$ και το $OSNR$. Χρησιμοποιώντας πάλι την παραπομπή [Marcuse90] έχουμε ότι:

$$\sigma_0 = \sqrt{\frac{I_0^2}{W}} \text{ και } \sigma_1 = \sqrt{\frac{2}{W} I_0 I_1 + \frac{I_0^2}{M}} \quad (24)$$

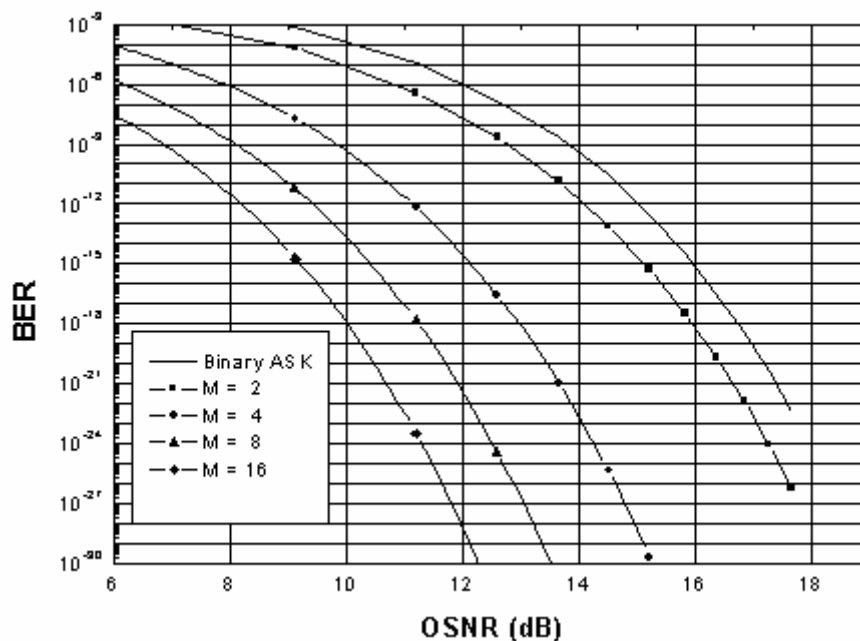
Παίρνοντας το λόγο $\frac{\sigma_0}{\sigma_1}$ αποδεικνύεται ότι:

$$\frac{\sigma_0}{\sigma_1} = \frac{1}{\sqrt{2OSNR+1}} \quad (25)$$

Οπότε η τελική έκφραση για το ρυθμό σφαλμάτων bit (BER) ως συνάρτηση του οπτικού SNR ($OSNR$) είναι:

$$BER = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{1}{\sqrt{2kOSNR_b + 1}} \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ \left[1 - \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^u e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right)^{M-1} \right] e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{2kOSNR_b+1}} \frac{kOSNR_b}{\sqrt{2kOSNR_b+1}} \sqrt{\frac{P B_o}{R_s}} \right)^2} \right\} du \quad (26)$$

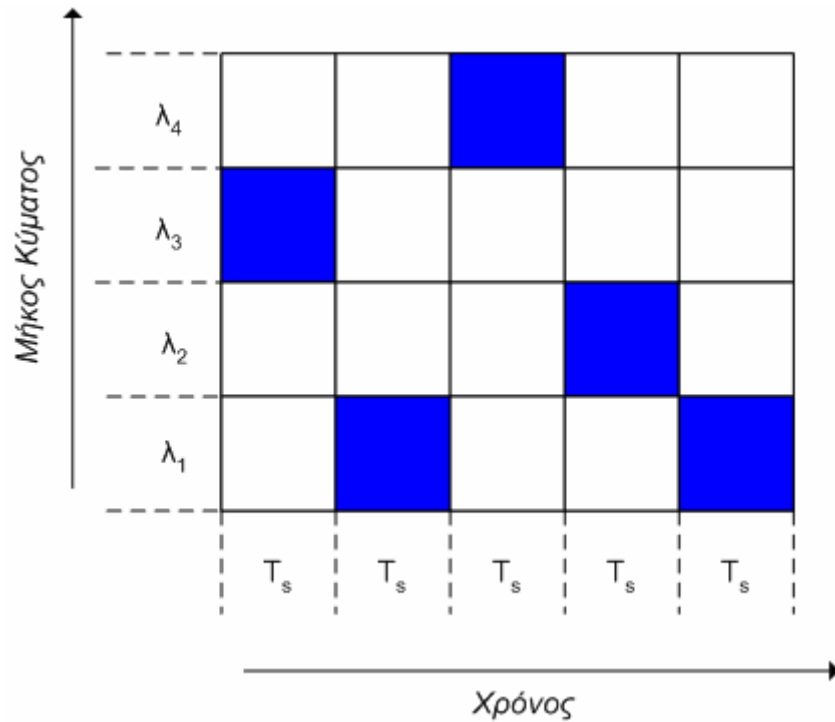
Για να μπορούμε να έχουμε μια πιο σαφή εικόνα της προηγούμενης σχέσης, στο Σχήμα 6 μπορούμε να δούμε τη γραφική της αναπαράσταση, για διάφορες τιμές του αριθμού μηκών κύματος M που χρησιμοποιούμε, σαν συνάρτηση του Οπτικού SNR ([Stavdas01]). Στο ίδιο σχήμα για λόγους σύγκρισης έχουμε και την πιθανότητα σφάλματος στον δέκτη ενός κλασσικού δυαδικού συστήματος που χρησιμοποιείται ευρέως, το Binary ASK.



Σχήμα 6. Πιθανότητα σφάλματος στο δέκτη M -αδικού συστήματος, σαν συνάρτηση του Οπτικού SNR ($OSNR$). Μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι όσο μεγαλώνει ο αριθμός των μηκών κύματος M που χρησιμοποιούμε τόσο μεγαλύτερη είναι η βελτίωση της πιθανότητας σφάλματος. Στο ίδιο διάγραμμα μπορούμε να δούμε και την πιθανότητα σφάλματος του κλασσικού Δυαδικού συστήματος (Binary ASK).

3.2 Υπολογισμός πιθανότητας σφάλματος επικεφαλίδας

Μέχρι τώρα έχουμε υπολογίσει την πιθανότητα σφάλματος για ένα σύμβολο της M -αδικής σηματοδότησης. Όπως όμως έχουμε πει η επικεφαλίδα του συστήματος αποτελείται από ένα σύνολο από αυτά τα σύμβολα. Η μορφή της επικεφαλίδας φαίνεται στο Σχήμα 7.



Σχήμα 7. Επικεφαλίδα πολυκυματικής σηματοδότησης με 4 μήκη κύματος και χρονική διάρκεια 5 χρονοθυρίδων. Σκιασμένο σε κάθε χρονοθυρίδα είναι το μήκος κύματος που εκπέμπεται.

Στο Σχήμα 7 φαίνεται μια επικεφαλίδα που χρησιμοποιεί $M=4$ διαφορετικά μήκη κύματος και έχει διάρκεια $T=5$ χρονοθυρίδες. Σκιασμένο σε κάθε χρονοθυρίδα είναι το μήκος κύματος που εκπέμπεται. Η μορφή της συγκεκριμένης επικεφαλίδας χρησιμοποιώντας το συμβολισμό της Παραγράφου 3 έχει την μορφή:

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

όπου με 1 συμβολίζεται το μήκος κύματος που εκπέμπεται σε κάθε χρονοθυρίδα. Για να υπολογίσουμε την πιθανότητα να έχουμε σφάλμα στην πολυκυματική επικεφαλίδα ακολουθούμε την παρακάτω διαδικασία:

Η πιθανότητα να μην έχουμε σφάλμα σε ένα σύμβολο της πολυκυματικής επικεφαλίδας συναρτήσει του SNR ανά σύμβολο, δίνεται από τον τύπο:

$$P_{c1} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^u e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right]^{M-1} e^{-\frac{1}{2} \left(u \frac{\sigma_0}{\sigma_1} - \sqrt{SNR} \right)^2} du \quad (27)$$

με M τον αριθμό μηκών κύματος που χρησιμοποιούνται στην επικεφαλίδα μας και T τον αριθμό των χρονοθυρίδων που αυτή καταλαμβάνει.

Οπότε η πιθανότητα όλα τα σύμβολα στην επικεφαλίδα μας να μην έχουν σφάλματα θα είναι:

$$P_{cH} = \left\{ \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^u e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right]^{M-1} e^{-\frac{1}{2} \left(u \frac{\sigma_0}{\sigma_1} - \sqrt{SNR} \right)^2} du \right\}^T \quad (28)$$

Από την προηγούμενη σχέση εύκολα αποδεικνύεται ότι η πιθανότητα να έχουμε κάποιο σφάλμα στην επικεφαλίδα μας σε συνάρτηση με το SNR συμβόλου, θα δίνεται από τον τύπο:

$$P_{eH} = 1 - P_{cH} \Rightarrow$$

$$P_{eH} = 1 - \left\{ \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^u e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right]^{M-1} e^{-\frac{1}{2} \left(u \frac{\sigma_0}{\sigma_1} - \sqrt{SNR} \right)^2} du \right\}^T \quad (29)$$

4. Πολυκυματική επικεφαλίδα και θεωρία πληροφορίας

Η πολυκυματική επικεφαλίδα που περιγράψαμε στις προηγούμενες παραγράφους, μπορούμε να πούμε, ότι αποτελεί μια ειδική περίπτωση ενός γενικότερου M -αδικού συστήματος μετάδοσης. Στο σύστημα αυτό έχουμε πάλι M μήκη κύματος τα οποία χρησιμοποιούνται αποκλειστικά για τη μετάδοση της σηματοδότησης. Στη γενικότερη αυτή περίπτωση δεν έχουμε 1 μήκος κύματος να εκπέμπει σε κάθε χρονοθυρίδα αλλά k από αυτά, με το k να παίρνει τιμές από 1 έως M . Το σύνολο των δυνατών διαφορετικών συνδυασμών μηκών κύματος που μπορούμε να έχουμε σε κάθε χρονοθυρίδα δίνεται από τον τύπο:

$$C_{\text{χρονοθυρίδας}} = \sum_{k=1}^M \binom{M}{k} = (2^M - 1)$$

Αφού οι χρονοθυρίδες είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους το σύνολο των διαφορετικών επικεφαλίδων που μπορούμε να κατασκευάσουμε θα δίνεται από τον τύπο:

$$C_{\text{επικεφ}} = (2^M - 1)^T$$

όπου T είναι ο συνολικός αριθμός χρονοθυρίδων της επικεφαλίδας.

Στην περίπτωση της πολυκυματικής επικεφαλίδας που περιγράφουμε όμως, ξέρουμε ότι μπορούμε να εκπέμψουμε μόνο ένα μήκος κύματος κάθε χρονοθυρίδα. Οπότε $k=1$ και έτσι:

$$C_{\text{χρονοθυρίδας}} = M$$

Στην περίπτωση αυτή ο συνολικός αριθμός επικεφαλίδων που μπορούμε να έχουμε είναι:

$$C_{\text{επικεφ}} = M^T$$

Όπως παρατηρούμε στην περίπτωση αυτή ο αριθμός των διαφορετικών επικεφαλίδων είναι αρκετά μικρότερος από ότι στην πρώτη περίπτωση. Το κέρδος όμως είναι ότι οι διαφορετικές αυτές επικεφαλίδες είναι ορθογώνιες μεταξύ τους οπότε μειώνεται σημαντικά η πιθανότητα σφάλματος καθώς αυξάνεται ο αριθμός των μηκών κύματος που χρησιμοποιούμε (ουσιαστικά έχουμε μια πολύ ισχυρή κωδικοποίηση).

Τέλος ο πραγματικός δυαδικός ρυθμός μετάδοσης της πολυκυματικής επικεφαλίδας υπολογίζεται ως εξής:

Αν υποθέσουμε ότι ο ρυθμός συμβόλων με τον οποίο εκπέμπουμε την επικεφαλίδα είναι R_s , τότε κάθε σύμβολο θα αποτελείται από $(\log_2 M)$ bits. Έτσι ο δυαδικός ρυθμός μετάδοσης θα δίνεται από τον τύπο:

$$R_b = R_s \log_2 M$$

Παρατηρούμε ότι όσο αυξάνεται ο αριθμός των μηκών κύματος που χρησιμοποιούμε τόσο μεγαλώνει και ο δυαδικός ρυθμός μετάδοσης της επικεφαλίδας, δηλαδή αυξάνει η πληροφορία που αυτή περιέχει.

5. Συμπεράσματα και περαιτέρω μελέτη

Από το Σχήμα 6 είναι φανερή η μεγάλη βελτίωση που επιφέρει στην απόδοση του συστήματος μας η εισαγωγή του M-αδικού τρόπου μετάδοσης της επικεφαλίδας. Βλέπουμε ότι όσο αυξάνουμε τον αριθμό των χρησιμοποιούμενων μηκών κύματος τόσο πιο μικρή είναι η πιθανότητα σφάλματος για το ίδιο Οπτικό SNR σε σχέση με το κλασσικό δυαδικό σύστημα που χρησιμοποιείται ευρέως. Το τίμημα βέβαια για αυτή τη βελτίωση είναι η αύξηση του απαιτούμενου εύρους ζώνης που απαιτείται για τη μετάδοση της επικεφαλίδας. Στη συγκεκριμένη περίπτωση το εύρος ζώνης B_o που απαιτείται δίνεται από τον ακόλουθο τύπο ([Stavdas01]):

$$B_o = M\Delta f + R_s \quad (30)$$

όπου Δf είναι το εύρος ζώνης διαχωρισμού των καναλιών (μηκών κύματος) που χρησιμοποιούμε, και R_s είναι ο ρυθμός μετάδοσης των συμβόλων. Από τον προηγούμενο τύπο είναι φανερό ότι όσο μεγαλώνει το M τόσο αυξάνεται και το απαιτούμενο εύρος ζώνης του συστήματος. Το πρόβλημα αυτό μπορεί να αντιμετωπιστεί βέβαια ελαττώνοντας τον απαιτούμενο διαχωρισμό εύρους ζώνης των καναλιών μας η με χρήση υποφερουσών συχνοτήτων (**subcarrier frequencies**). Πάντως το M-αδικό σύστημα αποτελεί όπως μπορούμε να δούμε ένα αρκετά

αξιόπιστο σύστημα το οποίο μας δίνει δυο σημαντικά πλεονεκτήματα σε σχέση με το κλασσικό δυαδικό σύστημα:

- i. Έχει μικρότερη πιθανότητα σφάλματος για τον ίδιο σηματοθορυβικό λόγο. Μάλιστα η πιθανότητα σφάλματος αυτή μικραίνει όσο μεγαλώνει ο αριθμός μηκών κύματος που χρησιμοποιούμε
- ii. Η ποσότητα πληροφορίας για τον ίδιο ρυθμό μετάδοσης συμβόλων είναι μεγαλύτερη σε σχέση με αυτή του δυαδικού συστήματος σύμφωνα με την σχέση $R_b = R_s \log_2 M$. Μάλιστα η ποσότητα πληροφορίας αυξάνει όσο αυξάνουμε τον αριθμό μηκών κύματος στο M-αδικό σύστημα ([Stavdas01]). Αυτό όπως καταλαβαίνουμε αποτελεί σημαντικό πλεονέκτημα γιατί μπορούμε να μειώσουμε το ρυθμό μετάδοσης συμβόλων αλλά ταυτόχρονα να διατηρήσουμε υψηλό το ρυθμό μετάδοσης της πληροφορίας, μέτρο της οποίας είναι ο δυαδικός ρυθμός μετάδοσης.

Στο Κεφάλαιο αυτό δώσαμε μερικά σημεία από την ανάλυση που πρέπει να ακολουθηθεί έτσι ώστε να μελετηθεί πλήρως και με λεπτομέρεια το M-αδικό σύστημα. Φυσικά υπάρχουν πολλά ζητήματα που χρειάζονται ακόμα ανάλυση.

Ένα σημαντικό ζήτημα που πρέπει να μελετήσει κανείς, είναι η επίδραση της διασποράς που εισάγει η ίνα, στην απόδοση ενός τέτοιου συστήματος. Όπως καταλαβαίνουμε, αφού η επικεφαλίδα μας αποτελείται από ένα σύνολο διαφορετικών μηκών κύματος, είναι πολύ πιθανόν να είναι ευαίσθητη στη χρονική καθυστέρηση που εισάγει η διασπορά στη μετάδοση των «έγχρωμων» παλμών. Οπότε είναι αναγκαίο να γίνει μια θεωρητική μελέτη του φαινομένου έτσι ώστε να βρεθούν τρόποι αντιμετώπισης του, αν φυσικά αυτό είναι απαραίτητο.

Ένας άλλος σημαντικός παράγοντας που επηρεάζει τη μετάδοση σήματος μέσα σε μια ίνα, είναι όπως ξέρουμε, τα μη γραμμικά φαινόμενα. Τα φαινόμενα αυτά επηρεάζουν την ποιότητα του σήματος μας, αλλά δημιουργούν και καινούργια σήματα σε συχνότητες που εμείς δεν έχουμε εκπέμψει, πράγμα αρκετά επιβαρυντικό για τη μορφή του σήματος μας. Οπότε μια μελέτη της επίδρασης που αυτά τα φαινόμενα έχουν στο M-αδικό σύστημα είναι επιβεβλημένη. Τα μη γραμμικά φαινόμενα που θα λάβουμε υπόψη μας στη μελέτη είναι η μίξη τεσσάρων

φωτονίων (Four Wave Mixing), η ετεροδιαμόρφωση φάσης (Cross Phase Modulation), η ενίσχυση Raman καθώς και η αυτοδιαμόρφωση φάσης (Self Phase Modulation). Τα φαινόμενα αυτά είναι τα πιο σημαντικά μη γραμμικά φαινόμενα που συναντάει κανείς μέσα στην ίνα και η μελέτη τους μπορεί να μας δώσει μια σαφή και ρεαλιστική απάντηση για το είδος των αλλοιώσεων που θα υποστεί η «έγχρωμη» επικεφαλίδα μας κατά τη μετάδοσή της.

Όπως είπαμε και στην Παράγραφο 2.2 τα σύμβολα που χρησιμοποιούμε για να δημιουργήσουμε την επικεφαλίδα του M-αδικού συστήματος είναι όλα ορθογώνια μεταξύ τους. Αυτό ουσιαστικά αποτελεί μια κωδικοποίηση του σήματος, η οποία προσθέτει παραπάνω αξιοπιστία στο σύστημα μας. Φυσικά όμως τα σύμβολά μας καταλαμβάνουν μεγαλύτερο εύρος ζώνης. Για το λόγο αυτό είναι χρήσιμο να γίνει σύγκρισή, με άλλα κωδικοποιημένα συστήματα τα οποία χρησιμοποιούν τους κλασσικούς αλγόριθμους κωδικοποίησης κατά τη μετάδοση τους. Η σύγκριση αυτή θα γίνει ως προς την απόδοση και την πιθανότητα σφάλματος των συστημάτων αλλά και ως προς το εύρος ζώνης που απαιτείται σε κάθε περίπτωση.

Με την ολοκλήρωση των προηγούμενων μελετών θα είμαστε σε θέση να έχουμε μια πλήρη εικόνα για το οπτικό M-αδικό σύστημα αλλά και πόσο εφικτή είναι η πραγματοποίησή του σε πραγματικό σύστημα. Το τελικό αποτέλεσμα θα μας δώσει ένα μέτρο για το πόσο αποτελεσματικό είναι σε σχέση με τα κλασσικά συστήματα που χρησιμοποιούμε μέχρι σήμερα για τη μετάδοση της επικεφαλίδας και αν και κάτω υπό ποιες συνθήκες είναι δυνατή η λειτουργία του.

6. Βιβλιογραφία

[Chiaroni00] D. Chiaroni et al, "Towards 10 Tb/s optical packet routers for the backbone" Proc. of 26th European Conference on Optical Communications, (Munich, Germany, September, 2000), Vol.4 pp.73-74.

[Marcuse90] D. Marcuse, "Derivation of Analytical Expressions for the Bit Error Probability in Lightwave Systems with Optical Amplifiers", Journal of Lightwave Technology vol.8, n.12, December 1990.

[Proakis] J.G. Proakis "Digital Communications", (*third edition*) McGraw-Hill, Inc.

[Ramaswami] R. Ramaswami, Kumar N. Sivarajan, "Optical Networks: A Practical Perspective", Morgan Kaufmann Publishers, Inc.

[Stavdas99] A. Stavdas, S. Rotolo, "An optically packet switched network with header recognition based on wavelength and time combination", Proc. of NOC'99, (Delft, Netherlands June 1999), pp.225-232.

[Stavdas01] A.Stavdas, Skoufis C, Angelopoulos I, Stassinopoulos G, Pountourakis I, "On Multi-λ Packet Labelling for Metropolitan and Wide-Area Optical Networks". Photonic Network Communications, vol.3, (1/2), pp.131-145, January/June 2001.

Κεφάλαιο 5: Υλοποίηση πολυκυματικού συστήματος σηματοδότησης για δίκτυα οπτικών ινών: Μελέτη της διασποράς

1. Εισαγωγή

Ένα από τα πιο σημαντικά προβλήματα που αντιμετωπίζει ένα σήμα κατά τη μετάδοσή του μέσα σε μια οπτική ίνα, είναι η Διασπορά (**Dispersion**). Ανάλογα με την ίνα που χρησιμοποιούμε, αλλά και τη μορφή του σήματος που μεταδίδουμε, διαφορετικά είδη διασποράς αναπτύσσονται μέσα στην ίνα. Έτσι είναι δυνατόν να εμφανιστεί η διασπορά τρόπων, η χρωματική διασπορά, η διασπορά υλικού καθώς και η διασπορά κυματοδηγού. Όπως θα δούμε η Διασπορά, στις περισσότερες περιπτώσεις, αποτελεί τον καθοριστικό περιοριστικό παράγοντα για τη μετάδοση ενός σήματος. Αυτό συμβαίνει γιατί προκαλείται χρονική διαπλάτυνση του εκπεμπόμενου παλμού το οποίο με τη σειρά του προκαλεί πρόβλημα στη σωστή ανίχνευσή του από το δέκτη. Σαν αποτέλεσμα αυτού του φαινομένου είναι η αύξηση του ρυθμού σφαλμάτων (BER) του συστήματος σε τέτοιο βαθμό μάλιστα που πολλές φορές δεν είναι δυνατή η λειτουργία του. Στα επόμενα θα περιγράψουμε τις βασικές αρχές της διασποράς καθώς και τα προβλήματα που δημιουργεί στην πολυκυματική επικεφαλίδα που περιγράψαμε στο προηγούμενο Κεφάλαιο. Τέλος θα αναφέρουμε τους τρόπους με τους οποίους αντιμετωπίζεται και θα αναλύσουμε την αποτελεσματικότητά τους.

2. Διάδοση κυμάτων σε οπτική ίνα – Βασικές αρχές

Πριν ξεκινήσουμε την περιγραφή της διασποράς είναι απαραίτητο να δώσουμε κάποιους ορισμούς οι οποίοι θα μας βοηθήσουν στο να καταλάβουμε καλύτερα την επίδραση της επάνω στα φυσικά χαρακτηριστικά του διαδιδόμενου σήματος. Οι έννοιες αυτές είναι η ταχύτητα φάσης και ομάδα του σήματος μας. Στη συνέχεια θα ορίσουμε τα μεγέθη αυτά ([Kazovsky96]).

2.1 Ταχύτητα Φάσης

Έστω ότι έχουμε ένα μονοχρωματικό κύμα το οποίο διαδίδεται κατά τον z-άξονα μέσα σε μια ίνα. Το πεδίο θα δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$E(t, z) = Ae^{j(\omega t - \beta z)} \quad (1)$$

όπου ω είναι η γωνιακή συχνότητα του κύματος σε rad και β είναι η σταθερά διάδοσης μέσα στην ίνα. Ο εκθέτης $\omega t - \beta z$ ονομάζεται φάση του κύματος.

Ταχύτητα φάσης ονομάζεται η ταχύτητα που πρέπει να έχει ένας παρατηρητής έτσι ώστε γι' αυτόν, το πεδίο να έχει σταθερή φάση. Για να συμβαίνει αυτό θα πρέπει να είναι:

$$\omega t - \beta z = \text{σταθ.}$$

Αν θεωρήσουμε ότι ο παρατηρητής κινείται με ταχύτητα u_{ph} τότε η απόσταση που διανύει θα είναι: $z = u_{ph} t$. Θα πρέπει να ισχύει:

$$\omega t - \beta u_{ph} t = \text{σταθ} \quad \forall t$$

Αυτό ισχύει μόνο όταν $u_{ph} = \frac{\omega}{\beta}$ το οποίο και ονομάζεται ταχύτητα φάσης.

2.2 Ταχύτητα Ομάδας

Στην προηγούμενη περίπτωση που ορίσαμε την ταχύτητα φάσης, το κύμα που εκπέμπουμε είναι μονοχρωματικό. Η ταχύτητα ομάδας ορίζεται στην περίπτωση που το σήμα που εκπέμπουμε στην οπτική ίνα δεν είναι μονοχρωματικό. Επειδή αυτό συμβαίνει στις περισσότερες των περιπτώσεων για τα εκπεμπόμενα σήματα, η ταχύτητα ομάδας είναι μια πολύ χρήσιμη έννοια. Ορίζεται όμως μόνο στις περιπτώσεις που το εύρος ζώνης B του σήματος μας είναι πολύ μικρό σε σχέση με την συχνότητα f του φορέα επάνω στον οποίο μεταδίδεται το σήμα στην οπτική ίνα. Πρέπει δηλαδή να ισχύει:

$$\frac{B}{f} \ll 1$$

Η ταχύτητα ομάδας, μας δηλώνει ουσιαστικά την ταχύτητα με την οποία κινείται η περιβάλλουσα του σήματός μας και στην γενική περίπτωση είναι διαφορετική από την ταχύτητα φάσης. Για να εξάγουμε μια σχέση για την ταχύτητα ομάδας θα θεωρήσουμε μια απλή περίπτωση σήματος το οποίο είναι διαμορφωμένο κατά πλάτος (**AM modulation**). Το σήμα θα έχει την μορφή:

$$E_{AM}(t, z=0) = E[1 + m \cos(\omega_1 t)] \cos(\omega_c t) \quad (2)$$

όπου $z=0$ σημαίνει ότι έχουμε το σήμα στην είσοδο της ίνας, E είναι το πλάτος του πεδίου, m είναι το βάθος διαμόρφωσης, ω_1 είναι η συχνότητα διαμόρφωσης και ω_c είναι η γωνιακή συχνότητα του φορέα. Ισχύει ότι $\omega_1 \ll \omega_c$. Χρησιμοποιώντας τριγωνομετρικές σχέσεις ξαναγράφουμε την προηγούμενη σχέση ως εξής:

$$e_{AM}(t, z=0) = E \operatorname{Re} \left[e^{j\omega_c t} + \frac{m}{2} e^{j(\omega_c - \omega_1)t} + \frac{m}{2} e^{j(\omega_c + \omega_1)t} \right] \quad (3)$$

Όπως βλέπουμε το αρχικό μας σήμα αποτελείται από 3 διαφορετικές συχνότητες, ω_c , $\omega_c - \omega_1$ και την $\omega_c + \omega_1$. Καταλαβαίνουμε ότι κάθε συχνότητα θα ταξιδεύει με την δική της ταχύτητα φάσης σύμφωνα με τον τύπο $v_{ph} = \frac{\omega}{\beta}$ και για να μπορούμε να την υπολογίσουμε θα πρέπει να γνωρίζουμε την εξάρτηση του β από το ω . Για το λόγο αυτό αναπτύσσουμε το β σε σειρά Taylor γύρω από τη γωνιακή συχνότητα του φέροντος ω_c ([Kazovsky96]):

$$\beta(\omega) = \beta_c + \left. \frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_c} \Delta\omega + \left. \frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2} \right|_{\omega=\omega_c} (\Delta\omega)^2 + \frac{1}{6} \left. \frac{\partial^3 \beta}{\partial \omega^3} \right|_{\omega=\omega_c} (\Delta\omega)^3 + \dots \quad (4)$$

Αν στην προηγούμενη σχέση αγνοήσουμε του όρους υψηλότερης τάξης ($\left. \frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2} \right|_{\omega=\omega_c}$, $\left. \frac{\partial^3 \beta}{\partial \omega^3} \right|_{\omega=\omega_c}$...) οι οποίοι έχουν να κάνουν με τη διασπορά πρώτης και

δεύτερης τάξης αντίστοιχα και με τους οποίους θα ασχοληθούμε αργότερα και κρατήσουμε μόνο το γραμμικό όρο τότε έχουμε ότι:

$$\beta(\omega) \approx \beta_C + \left. \frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_C} \Delta \omega \quad (5)$$

Αν ορίσουμε σαν $\left. \frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_C} \Delta \omega = \Delta \beta$ τότε η σχέση (3) γράφεται ως εξής για

απόσταση z από την είσοδο της ίνας:

$$e_{AM}(t, z) = E \operatorname{Re} \left\{ e^{j(\omega_C \tau - \beta_C z)} + \frac{m}{2} e^{j[(\omega_C - \omega_1)t - (\beta_C - \Delta \beta)z]} + \frac{m}{2} e^{j[(\omega_C + \omega_1)t - (\beta_C + \Delta \beta)z]} \right\} \quad (6)$$

το οποίο, αν γυρίσουμε στην αρχική μορφή του πεδίου, μπορεί να γραφτεί και ως:

$$e_{AM}(t, z) = E [1 + m \cos(\omega_1 t - \Delta \beta z)] \cos(\omega_C t - \beta_C z) \quad (7)$$

Η **ταχύτητα ομάδας** u_g ορίζεται ως η ταχύτητα που πρέπει να έχει ένας παρατηρητής για να βλέπει σταθερή τη φάση της περιβάλλουσας. Θα πρέπει δηλαδή όταν ο παρατηρητής κινείται με $u_g = \frac{z}{t}$ να ισχύει:

$$\omega_1 - \Delta \beta z = \text{σταθ.} \rightarrow \omega_1 t - \frac{\partial \beta}{\partial \omega} \omega_1 u_g t = \text{σταθ.} \quad \forall t \quad (8)$$

Από την προηγούμενη σχέση καταλήγουμε ότι:

$$u_g = \frac{\partial \omega}{\partial \beta} \quad (9)$$

το οποίο είναι και η ταχύτητα ομάδας που ζητάμε. Χρησιμοποιώντας τις σχέσεις για την ταχύτητα φάσης και ομάδας, μπορούμε να ξαναγράψουμε την σχέση (7) ως εξής:

$$e_{AM}(t, z) = E \left\{ 1 + m \cos \left[\omega_1 \left(t - \frac{z}{v_g} \right) \right] \right\} \cos \left[\omega_c \left(t - \frac{z}{v_{ph}} \right) \right] \quad (10)$$

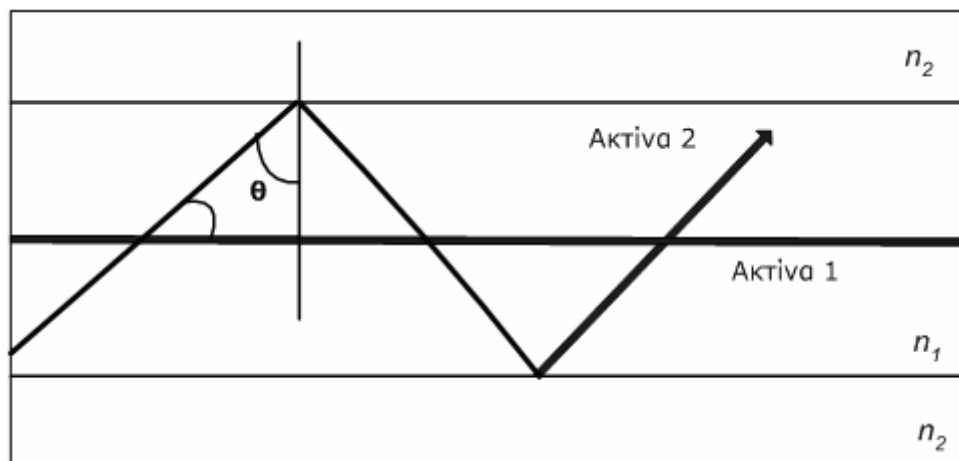
από όπου γίνεται φανερή και η διαφορά μεταξύ της ταχύτητας φάσης και ταχύτητας ομάδας.

2.3 Είδη Διασποράς

Στη συνέχεια θα μελετήσουμε τη διασπορά των οπτικών ινών. Θα κάνουμε μια σύντομη αναφορά στα διάφορα είδη διασποράς που εμφανίζονται μέσα σε μια ίνα. Ιδιαίτερη αναφορά θα δοθεί στη χρωματική διασπορά η οποία αποτελεί και περιοριστικό παράγοντα πολλών συστημάτων. Έτσι θα υπολογίσουμε την τιμή της και θα δούμε τα όρια που αυτή θέτει στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα.

2.3.1 Διασπορά Τρόπων

Η Διασπορά τρόπων εμφανίζεται στις πολύτροπες ίνες, όταν μεταδώσουμε μέσα σε αυτές ένα πολύτροπο σήμα. Μια απλή περιγραφή του φαινομένου φαίνεται στο Σχήμα 1:



Σχήμα 1. Απεικόνιση της διαφορετικής ταχύτητας με την οποία ταξιδεύουν δυο διαφορετικοί τρόποι μέσα σε μια πολύτροπη ίνα. n_1 , n_2 είναι ο δείκτης διάθλασης στον πυρήνα και το μανδύα της ίνας αντίστοιχα.

Οι διάφοροι τρόποι που αποτελούν το σήμα μας, ταξιδεύουν μέσα στην ίνα με διαφορετικές ταχύτητες. Όπως βλέπουμε και στο Σχήμα 1 ο τρόπος που διαδίδεται πιο γρήγορα είναι αυτός που αντιστοιχεί στην Ακτίνα 1, ενώ αντίθετα η Ακτίνα 2 αντιστοιχεί σε τρόπο με μικρότερη ταχύτητα διάδοσης. Χρησιμοποιώντας απλά μαθηματικά μπορούμε να υπολογίσουμε το μέγιστο ρυθμό μετάδοσης R_b που μπορούμε να πετύχουμε σε μια πολύτροπη ίνα. Αυτός δίνεται από τον ακόλουθο τύπο ([Kazovsky96]):

$$R_b \leq \frac{1}{4} \frac{c}{Ln} \frac{n}{\Delta n} \quad (11)$$

όπου, c είναι η ταχύτητα του φωτός, L είναι το μήκος της ίνας, $n = \frac{n_1 + n_2}{2}$, $\Delta n = n_1 - n_2$, n_1 ο δείκτης διάθλασης του πυρήνα και n_2 είναι ο δείκτης διάθλασης του μανδύα της ίνας. Ο περιορισμός αυτός στον ρυθμό μετάδοσης έχει ξεπεραστεί στις μέρες μας, με την καθιέρωση της μονότροπης ίνας η οποία δεν εμφανίζει διασπορά τρόπων.

2.3.2 Χρωματική Διασπορά

Όπως είπαμε και προηγουμένως, τα τελευταία χρόνια έχει καθιερωθεί η χρήση των μονότροπων ινών, οι οποίες δεν εμφανίζουν διασπορά πολλών τρόπων αφού επιτρέπουν μόνο σε ένα τρόπο να διαδοθεί. Ο κυρίαρχος μηχανισμός διασποράς σε αυτές τις ίνες είναι η χρωματική διασπορά. Σε αυτή την περίπτωση διασποράς, διαφορετικές οπτικές συχνότητες ταξιδεύουν με διαφορετικές ταχύτητες μέσα στην ίνα. Στη συνέχεια θα περιγράψουμε τον τρόπο υπολογισμού της χρωματικής διασποράς.

Είδαμε και στην Παράγραφο 2 ότι αν σε μια ίνα μήκους L μεταδώσουμε σήμα με συγκεκριμένο φασματικό περιεχόμενο (όχι μονοχρωματικό), τότε μια συχνότητα του σήματος αυτού θα φτάσει στην έξοδο της ίνας, έχοντας καθυστερήσει κατά χρονικό διάστημα:

$$\tau = \frac{L}{v_g} \quad (12)$$

όπου v_g είναι η ταχύτητα ομάδας του σήματος στη συγκεκριμένη γωνιακή συχνότητα και δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial \beta} \quad (13)$$

Χρησιμοποιώντας την (12) προκύπτει ότι αφού η v_g εξαρτάται από τη γωνιακή συχνότητα, η γωνιακή εξάρτηση της χρονική καθυστέρησης θα δίνεται από τον τύπο:

$$\frac{\partial \tau}{\partial \omega} = L \frac{\partial}{\partial \omega} \left(\frac{1}{v_g} \right) = L \frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2} = L \beta_2 \quad (14)$$

όπου $\beta_2 = \frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2}$ (όπως είχαμε δει και στη σχέση (4)) ονομάζεται παράγοντας GVD

(Group Velocity Dispersion).

Όπως είπαμε και προηγουμένως το σήμα μας αποτελείται από ένα σύνολο διαφορετικών συχνοτήτων που εισάγονται ταυτόχρονα στην είσοδο της οπτικής ίνας. Η χρονική στιγμή με την οποία όμως φτάνουν στην έξοδο της ίνας οι διαφορετικές αυτές φασματικές συνιστώσες και ανασυνθέτουν τον παλμό, εξαρτάται όπως δείξαμε προηγουμένως, από τη συχνότητα στην οποία βρίσκονται. Το αποτέλεσμα του προηγούμενου φαινομένου είναι η χρονική διαπλάτυνση του παλμού. Αν θεωρήσουμε ότι $\Delta\omega$ είναι το φασματικό περιεχόμενο του σήματος, τότε η διαπλάτυνση του καθώς αυτό ταξιδεύει σε μια ίνα μήκους L χρησιμοποιώντας τη σχέση (14) δίνεται από τον τύπο:

$$\Delta\tau = \left| \frac{\partial \tau}{\partial \omega} \right| \Delta\omega = L \left| \frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2} \right| \Delta\omega = L \beta_2 \Delta\omega \quad (15)$$

Από την σχέση (15) είναι φανερό ότι το β_2 παίζει καθοριστικό παράγοντα στη διασπορά και καθορίζει τη χρονική διαπλάτυνση του παλμού.

Στα συστήματα οπτικών επικοινωνιών χρησιμοποιούμε συνήθως το μήκος κύματος λ και όχι τη συχνότητα ω της φασματική συνιστώσας. Για το λόγο αυτό θα μετατρέψουμε το ω και $\Delta\omega$ σε λ και $\Delta\lambda$ αντίστοιχα. Ισχύει:

$$\omega = \frac{2\pi c}{\lambda} \Rightarrow \Delta\omega = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \Delta\lambda \quad (16)$$

Οπότε η εξίσωση (15) μπορεί να ξαναγραφεί ως:

$$\Delta\tau = L\beta_2 \left(-\frac{2\pi c}{\lambda^2} \right) \Delta\lambda \Rightarrow \Delta\tau = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 L \Delta\lambda \quad (17)$$

Κάνοντας χρήση της (17) ορίζουμε σαν D :

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (18)$$

Έχουμε για την χρονική διαπλάτυνση του παλμού από τη (18):

$$\Delta\tau = D L \Delta\lambda \quad (19)$$

Για να μπορέσουμε να δούμε και τη φυσική σημασία του D θα το μετασχηματίσουμε ως ακολούθως:

Από τον ορισμό του β_2 προκύπτει ότι:

$$\beta_2 = \frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2} = \frac{\partial}{\partial \omega} \left(\frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right) = \frac{\partial}{\partial \omega} \left(\frac{1}{u_g} \right) \quad (20)$$

Κάνοντας χρήση της (18) και της (20) έχουμε:

$$D(\lambda_k) = \left. \frac{\partial}{\partial \lambda} \left(\frac{1}{v_g} \right) \right|_{\lambda_k} \quad (21)$$

Το D ονομάζεται παράμετρος Διασποράς και έχει μονάδες $\frac{ps}{nm * km}$. Εκφράζει το ποσό χρονικής διαπλάτυνσης σε ps ανά km μετάδοσης στην ίνα, φασματικών συνιστωσών που απέχουν μεταξύ τους $1nm$. Η τιμή του β_2 και κατ' επέκταση του D εξαρτάται από δυο παράγοντες:

- Διασπορά υλικού (D_M) ή αλλιώς από την εξάρτηση του δείκτη διάθλασης n του υλικού κατασκευής της ίνας (πυρίτιο) από την οπτική συχνότητα ω .
- Διασπορά κυματοδηγού (D_W) ή αλλιώς από την εξάρτηση του β από την οπτική συχνότητα ω με μη γραμμικό τρόπο και το οποίο συμβαίνει ακόμα και αν το n είναι ανεξάρτητο του ω .

Ισχύει ότι ([Agrawal97]): $D = D_M + D_W$

Η επίδραση της μέγιστης επιτρεπτής διασποράς για ένα σήμα σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης R_B του σήματος, μπορεί να εκτιμηθεί χρησιμοποιώντας την ακόλουθη σχέση ([Agrawal97], [Henry85]):

$$\begin{aligned} R_B \Delta \tau < 0.4 \Rightarrow \\ R_B DL \Delta \lambda < 0.4 \end{aligned} \quad (22)$$

Από την προηγούμενη σχέση είναι φανερό ότι αν γνωρίζουμε το ρυθμό μετάδοσης R_B του παλμού και τη διασπορά D που υφίσταται κατά τη διάδοση του στην ίνα, είμαστε σε θέση να υπολογίσουμε τη μέγιστη απόσταση μετάδοσης του.

2.4 Αντιμετώπισης της χρωματικής διασποράς

Όπως είδαμε και από τα προηγούμενα η χρωματική διασπορά είναι ένα γραμμικό φαινόμενο. Οπότε είναι σχετικά εύκολο να μπορέσουμε να το αντιμετωπίσουμε ή αλλιώς να αναιρεθούν τα αποτελέσματά του. Μια συνήθης τακτική που χρησιμοποιείται είναι η προσθήκη μιας ίνας η οποία έχει αντίθετη

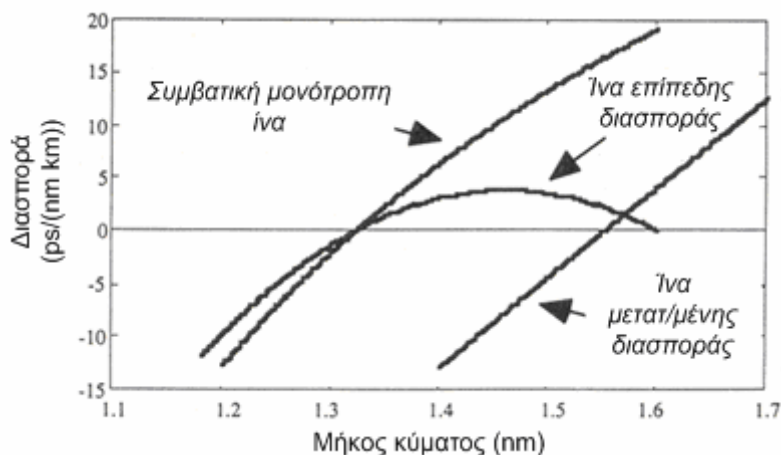
διασπορά με αυτή που έχει η ίνα που χρησιμοποιούμε για τη μετάδοση του σήματος. Η ίνα αυτή είναι γνωστή σαν ίνα αντιστάθμισης της διασποράς (Dispersion Compensating Fiber, DCF). Σε άλλες περιπτώσεις αντί για τη συμβατική μονότροπη ίνα (SMF) χρησιμοποιούνται ίνες οι οποίες έχουν πολύ μικρή θετική ή αρνητική διασπορά, οπότε επιτρέπουν τη μετάδοση του σήματος για πολύ μεγαλύτερες αποστάσεις ή με μεγαλύτερους ρυθμούς. Στις επόμενες παραγράφους θα δώσουμε μια σύντομη περιγραφή των τρόπων διαχείρισης της διασποράς.

2.4.1 Χρήση ινών μετατοπισμένης διασποράς ή ινών επίπεδου προφίλ διασποράς

Η τυπική τιμή της διασποράς στα 1.5μm (μήκος κύματος ελάχιστων απωλειών) σε μια συνηθισμένη μονοτροπική ίνα είναι $D=17 \frac{ps}{nm km}$. Όταν όμως

θέλουμε να σχεδιάσουμε συστήματα με μεγάλες αποστάσεις μετάδοσης, τότε είναι επιθυμητό να έχουμε μια ίνα η οποία θα έχει μικρότερη διασπορά στη συγκεκριμένη περιοχή μηκών κύματος. Στην πραγματικότητα θα θέλαμε να μετατοπίσουμε το μήκος κύματος μηδενικής διασποράς, από τα 1.3μm (μήκος κύματος μηδενικής διασποράς σε μια συμβατική μονοτροπική ίνα), στα 1.5μm έτσι ώστε να μπορούμε να εκμεταλλευτούμε τις μικρές απώλειες της ίνας και ταυτόχρονα να έχουμε μικρή τιμή διασποράς. Μια τέτοια ίνα ονομάζεται ίνα μετατοπισμένης διασποράς (Dispersion Shifted Fiber, DSF) και έχει πάρα πολύ καλές ιδιότητες στα 1.5μm και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη μετάδοση γύρω από αυτό το παράθυρο.

Αν επιθυμούμε μια ίνα που θα έχει μικρή διασπορά και στα 1.3μm, αλλά και στα 1.5μm, τότε πρέπει να χρησιμοποιήσουμε ειδικές ίνες οι οποίες ονομάζονται ίνες επίπεδου προφίλ διασποράς. Στο Σχήμα 2 ([Kazovsky96]) φαίνεται το προφίλ της συμβατικής μονότροπης ίνας, της ίνας μετατοπισμένης διασποράς καθώς και της ίνας επίπεδης διασποράς.



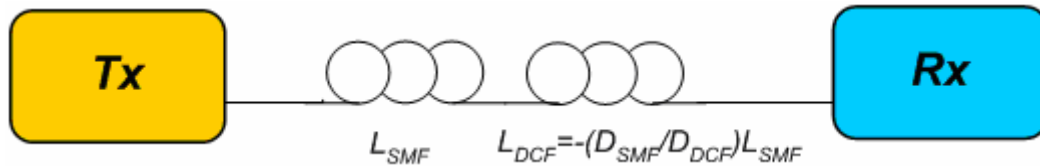
Σχήμα 2. Η εξάρτηση της διασποράς από το μήκος κύματος για τη συμβατική μονότροπη ίνα, την ίνα μετατοπισμένης διασποράς, καθώς και την ίνα επίπεδης διασποράς.

Χρήση τέτοιων ινών σαν αυτές που περιγράψαμε προηγουμένως, μπορούν να μας δώσουν πολύ μεγαλύτερες αποστάσεις μετάδοσης καθώς και μεγαλύτερο ρυθμό δεδομένων από ότι η συμβατική μονότροπη ίνα, αφού έχουν σημαντικά μικρότερη διασπορά στο μήκος κύματος ελάχιστων απωλειών στο οποίο λειτουργούν τα περισσότερα σημερινά οπτικά δίκτυα.

2.4.2 Χρήση ίνας αντιστάθμισης της διασποράς

Οι δυο ίνες που αναφέρθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο όπως είπαμε αποτελούν μια πάρα πολύ καλή λύση για να αντιμετωπιστεί το φαινόμενο της διασποράς. Όμως έχουν κάποια σημαντικά μειονεκτήματα. Έχουν υψηλό κόστος κατασκευής και οπότε αυξάνουν σημαντικά το κόστος ολόκληρου του δικτύου και δεύτερον λόγω της μεγάλης διάδοσης της συμβατικής μονότροπης ίνας, είναι πολύ δύσκολη και επίπονη εργασία η αντικατάστασή της στα ήδη υπάρχοντα δίκτυα. Για το λόγο αυτό απαιτείται η ύπαρξη μια ίνας η οποία θα αναιρεί τα φαινόμενα της διασποράς που υπάρχουν σε μια μονότροπη ίνα (SMF), και θα είναι εύκολη στην τοποθέτησή της. Η λύση στο συγκεκριμένο πρόβλημα δόθηκε με τη χρήση της ίνας αντιστάθμισης της διασποράς (**Dispersion Compensating Fiber, DCF**). Η ίνα αυτή έχει αντίθετο πρόσημο διασπορά στην περιοχή των 1.5μm και ταυτόχρονα

η απόλυτη τιμή της διασποράς είναι πολύ μεγάλη. Έτσι μετά το τέλος της κλασσικής μονότροπης ίνας απαιτείται ένα μικρό μόνο τμήμα από την DCF, ώστε να αναιρεθούν τα αποτελέσματα της διασποράς που προκάλεσε η SMF. Σύστημα με χρήση DCF ίνας φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα:



Σχήμα 3. Σύστημα οπτικής μετάδοσης με χρήση κατάλληλου μήκους ίνας αντιστάθμισης της διασποράς (DCF).

Ο υπολογισμός του μήκους της DCF που απαιτείται, για την πλήρη αναίρεση της διασποράς που έχει εισάγει η συμβατική μονότροπη ίνα, υπολογίζεται ως εξής:

Έχουμε δει από την σχέση (19) ότι σε μια SMF ίνα με διασπορά D_{SMF} και μήκος L_{SMF} η χρονική διαπλάτυνση του παλμού θα δίνεται από τον τύπο:

$$\Delta\tau_{SMF}(\lambda) = |D_{SMF}(\lambda)| L_{SMF} \Delta\lambda \quad (23)$$

Αντίστοιχα για την DCF ίνα με διασπορά D_{DCF} και μήκος L_{DCF} η συμπίεση του παλμού (λόγω αρνητικής διασποράς) θα έχει τιμή:

$$\Delta\tau_{DCF}(\lambda) = |D_{DCF}(\lambda)| L_{DCF} \Delta\lambda \quad (24)$$

Για να έχουμε πλήρη επαναφορά του παλμού στην αρχική του κατάσταση θα πρέπει η διαπλάτυνση να είναι ίδια με τη συμπίεση που υφίσταται ο παλμός ([Chang97]). Οπότε από τις σχέσεις (23), (24) θα ισχύει:

$$\Delta\tau_{SMF}(\lambda) = \Delta\tau_{DCF}(\lambda) \Leftrightarrow |D_{SMF}(\lambda)| L_{SMF} \Delta\lambda = |D_{DCF}(\lambda)| L_{DCF} \Delta\lambda \Leftrightarrow$$

$$L_{DCF}(\lambda) = \frac{|D_{SMF}(\lambda)| L_{SMF}}{|D_{DCF}(\lambda)|} \quad (25)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι η DCF χρησιμοποιείται για την αντιμετώπιση της διασποράς 1^{ης} τάξης μόνο (αντιμετώπιση του όρου $\left. \frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2} \right|_{\omega=\omega_c}$), όπως φαίνεται και από την προηγούμενη ανάλυση. Για την αντιμετώπιση 2^{ης} (όρος $\left. \frac{\partial^3 \beta}{\partial \omega^3} \right|_{\omega=\omega_c}$ στην ανάλυση κατά Taylor του β) και ανώτερης τάξης διασποράς χρησιμοποιούνται πιο πολύπλοκες μέθοδοι.

Ένα από τα βασικότερα πλεονεκτήματα της χρήσης της DCF ίνας είναι ότι μπορεί να προστεθεί πολύ εύκολα στα ήδη υπάρχοντα δίκτυα. Έτσι είναι αρκετή η τοποθέτηση ενός κατάλληλου μήκους τέτοια ίνας (σύμφωνα με την σχέση (25) στο τέλος κάθε σύνδεσης του δικτύου (Σχήμα 3) και το οποίο θα φροντίζει να επαναφέρει το σήμα μας στην αρχική του μορφή (απαιτείται φυσικά και μια ανάλογη αύξηση στην ενίσχυση του σήματός μας μέσω των οπτικών ενισχυτών του δικτύου, για να αντισταθμίζονται οι απώλειες της DCF, πράγμα που μπορεί να υλοποιηθεί σχετικά εύκολα). Έτσι πλεονεκτεί σε σχέση με τις ίνες μετατοπισμένης διασποράς, γιατί δεν απαιτείται η αλλαγή της ήδη τοποθετημένης ίνας, πράγμα επίπονο και δαπανηρό, αλλά απαιτεί επέμβαση μόνο στους τερματικούς σταθμούς κάθε σύνδεσης.

Φυσικά το μήκος της DCF ίνας υπολογίζεται έτσι ώστε να συμπιέζει τέλεια το σήμα που εκπέμπεται σε ένα συγκεκριμένο μήκος κύματος. Τα περισσότερα όμως σημερινά δίκτυα χρησιμοποιούν την τεχνολογία WDM σύμφωνα με την οποία περισσότερα του ενός μηκών κύματος ταξιδεύουν ταυτόχρονα μέσα σε μια συμβατική μονότροπη οπτική ίνα. Για να μπορέσουμε να αντιμετωπίσουμε και αυτή την κατάσταση χρησιμοποιώντας ίνα DCF, καθορίζουμε το μήκος της ίνας μας σύμφωνα με το μεσαίο μήκος κύματος από την μπάντα κυμάτων που εκπέμπονται στο δίκτυο μας. Οπότε η τέλεια συμπίεση του παλμού επιτυγχάνεται μόνο για αυτό το μήκος κύματος. Τα υπόλοιπα μήκη κύματος που κατανέμονται συμμετρικά γύρω από αυτό, πάσχουν είτε από υπερβολική αντιστάθμιση είτε από έλλειψη αντιστάθμισης και το φαινόμενο αυτό γίνεται πιο έντονο, όσο πιο πολύ απομακρυνόμαστε από το κεντρικό μήκος κύματος. Παρόλα αυτά το συνολικό αποτέλεσμα είναι ανεκτό για ένα μεγάλο αριθμό κυμάτων και για αρκετά υψηλό

ρυθμό μετάδοσης. Ένα σημαντικό μειονέκτημα της παραπάνω μεθόδου είναι η ανομοιογένεια στην απόδοση των καναλιών του συστήματος μας, ανάλογα με την απόστασή τους από το κεντρικό μήκος κύματος. Για το λόγο αυτό συνήθως οι υπολογισμοί στην απόδοση του δικτύου γίνονται χρησιμοποιώντας τα δυο ακριανά μήκη κύματος τα οποία αποτελούν και τους περιοριστικούς παράγοντες του συστήματος μας.

3. Επίδραση της Διασποράς στο Πολυκυματικό σύστημα σηματοδοσίας.

3.1 Ανίχνευση του προβλήματος

Από την περιγραφή του συστήματος Πολυκυματικής σηματοδοσίας που έγινε στο Κεφάλαιο 4, είναι φανερό ότι η διασπορά επηρεάζει σε σημαντικό βαθμό την απόδοσή του. Όπως είδαμε η χρησιμοποιούμενη επικεφαλίδα, αποτελείται από ένα σύνολο μηκών κύματος το οποίο εκπέμπεται με μια προκαθορισμένη σειρά. Η σειρά αυτή είναι που καθορίζει το πληροφοριακό περιεχόμενο της επικεφαλίδας μας. Καταλαβαίνουμε ότι για να λειτουργήσει σωστά το σύστημά μας, θα πρέπει η συγκεκριμένη σειρά εκπομπής των μηκών κύματος να διατηρηθεί αμετάβλητη. Κατά τη μετάδοσή τους όμως μέσα στην οπτική ίνα, τα διάφορα μήκη κύματος, λόγω διασποράς, διαδίδονται με διαφορετική ταχύτητα με αποτέλεσμα να φθάνουν στο δέκτη με διαφορετική σειρά από αυτή με την οποία έχουν εκπεμφθεί. Το φαινόμενο αυτό φαίνεται στο Σχήμα 4.



Σχήμα 4. Επίδραση οπτικής ίνας με διασποράς σε πολυκυματική επικεφαλίδα. Η σειρά των μηκών κύματος έχει αλλάξει ενώ ταυτόχρονα υπάρχουν αλληπικαλύψεις.

Το φαινόμενο αυτό προκαλεί σημαντικά προβλήματα στη σωστή λειτουργία του πολυκυματικού συστήματος σηματοδότησης. Η επικεφαλίδα δεν μπορεί να αναγνωριστεί σωστά, ενώ ενδέχεται να υπάρχουν αλλεπικαλύψεις λόγω της μετατόπισης των μηκών κύματος από την αρχική χρονοθυρίδα από την οποία έχουν εκπεμφθεί. Στη συνέχεια θα υπολογίσουμε αναλυτικά την επίδραση της διασποράς και της μετατόπισης που αυτή επιφέρει στα μήκη κύματος της πολυκυματικής επικεφαλίδας και θα χρησιμοποιήσουμε την ίνα αντιστάθμισης διασποράς έτσι ώστε να την επαναφέρουμε στην αρχική της μορφή.

3.2 Μαθηματική Ανάλυση της επίδρασης της διασποράς στην πολυκυματική επικεφαλίδα και αντιμετώπισή της

Όπως έχουμε ήδη πει η πιο συνήθης χρησιμοποιούμενη οπτική ίνα είναι η μονοτροπική ίνα (SMF). Για την ίνα αυτή η διασπορά σε συνάρτηση με το μήκος κύματος λ δίνεται από τον ακόλουθο τύπο ([Senior92]):

$$D = \frac{92 \cdot 10^{-3}}{4} \left(1 - \frac{\lambda_0^4}{\lambda^4} \right) \lambda \quad (26)$$

όπου το D μετριέται σε $\frac{ps}{nm \cdot km}$, το λ σε nm και το λ_0 είναι το μήκος κύματος με μηδενική διασπορά και έχει τιμή $1312nm$.

Η κλίση της διασποράς της SMF ίνας, θα είναι σύμφωνα με την σχέση (26):

$$\frac{\partial D}{\partial \lambda} = \frac{92 \cdot 10^{-3}}{4} \frac{\lambda_0^4}{\lambda^4} + \frac{92 \cdot 10^{-3}}{4} \left(1 - \frac{\lambda_0^4}{\lambda^4} \right) \quad (27)$$

Το μήκος κύματος γύρω από το οποίο γίνεται η μετάδοση μέσα σε μια οπτική ίνα είναι συνήθως τα $1550nm$. Η κλίση της διασποράς για αυτό το μήκος κύματος θα είναι:

$$\left. \frac{\partial D}{\partial \lambda} \right|_{1550nm} = 0.024 \frac{ps}{nm^2 \cdot km} = 24 \frac{s}{m^3} \quad (28)$$

Έστω ότι λ_1 και λ_n είναι τα δυο ακραία μήκη κύματος της εκπεμπόμενης ακολουθίας της πολυκύματικής σηματοδότησης. Αν αυτά τα μήκη κύματος εκπεμφθούν ταυτόχρονα μέσα στην ίνα θα υπολογίσουμε τη χρονική διαφορά με την οποία θα φτάσουν στην έξοδο της ίνας λόγω της διασποράς. Έχουμε:

Έστω ότι τ_1 είναι η χρονική διάρκεια που ταξιδεύει το λ_1 μέσα στην ίνα. Θα ισχύει:

$$\tau_1 = \frac{L}{v_{g1}} \quad (29)$$

όπου L είναι το μήκος της ίνας και v_{g1} είναι η ταχύτητα ομάδας του σήματος στο μήκος κύματος λ_1 . Αντίστοιχα για το μήκος κύματος λ_n θα ισχύει:

$$\tau_n = \frac{L}{v_{gn}} \quad (30)$$

με v_{g1} την ταχύτητα ομάδας του σήματος στο λ_1 .

Η χρονική διαφορά με την οποία φτάνουν τα δυο μήκη κύματος στην έξοδο της ίνας θα δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\begin{aligned} \Delta\tau(\lambda_1, \lambda_n) &= \tau_n - \tau_1 \Rightarrow \\ \Delta\tau(\lambda_1, \lambda_n) &= L \left(\frac{1}{v_{gn}} - \frac{1}{v_{g1}} \right) \end{aligned} \quad (31)$$

Χρησιμοποιώντας τη σχέση (21) ισχύει ότι:

$$\frac{1}{v_g} = \int_0^{\lambda_k} D(\lambda) d\lambda \quad (32)$$

Οπότε για τη σχέση (31) έχουμε:

$$\Delta\tau(\lambda_1, \lambda_n) = L \left[\int_0^{\lambda_1} D(\lambda) d\lambda - \int_0^{\lambda_n} D(\lambda) d\lambda \right] \Rightarrow$$

$$\Delta\tau(\lambda_1, \lambda_n) = L \int_{\lambda_1}^{\lambda_n} D(\lambda) d\lambda \quad (33)$$

Από την προηγούμενη έκφραση είμαστε σε θέση να υπολογίσουμε τη χρονική διαφορά με την οποία φθάνουν τα δυο διαφορετικά μήκη κύματος στην έξοδο της ίνας. Το μόνο που χρειαζόμαστε είναι το μήκος της ίνας, και η εξάρτηση της διασποράς από το μήκος κύματος (Για την SMF σχέση (26)). Αξίζει να σημειώσουμε ότι η σχέση $\Delta\tau_{SMF}(\lambda) = |D_{SMF}(\lambda)| L_{SMF} \Delta\lambda$, που είδαμε προηγουμένως, είναι προσεγγιστική και ισχύει όταν το $\Delta\lambda$ είναι σχετικά μικρό. Στην περίπτωση που μελετάμε εμείς, όπου τα μήκη κύματος απέχουν αρκετά *nm* μεταξύ τους και για μεγαλύτερη ακρίβεια χρησιμοποιούμε την έκφραση (33), η οποία δεν περιέχει κάποια προσέγγιση. Στη συνέχεια θα δώσουμε τα στοιχεία της SMF που χρησιμοποιούμε στους υπολογισμούς μας.

Στοιχεία της SMF ίνας είναι ο μη γραμμικός δείκτης διάθλασης $n_2 = 2.36 \cdot 10^{-20} \left(\frac{m^2}{W} \right)$, και η ενεργός διατομή του πυρήνα $A_{eff} = 90.0 \mu m$. Όλοι αυτοί οι παράμετροι βρίσκονται συγκεντρωμένοι στον ακόλουθο Πίνακα:

Πίνακας 1. Τα βασικά χαρακτηριστικά της Μονότροπης Ίνας (SMF)

SMF	
Εξασθένιση	0.23 dB/km
Διασπορά	17 ps/(nm.km)
Κλίση διασποράς	0.024 ps/(nm ² .km)
Ενεργός περιοχή	65 μm^3
Μη γραμμικός δ.δ.	2.6 10^{-20} (m ² /W)

Θα εξετάσουμε τη μετάδοση τεσσάρων μηκών κύματος τα οποία έχουν φασματική απόσταση 0.8nm (π.χ. για ρυθμό μετάδοσης 10GB/s) μεταξύ τους και μεταδίδονται ταυτόχρονα μέσα στην ίνα. Τα μήκη κύματος που θα χρησιμοποιήσουμε είναι τα ακόλουθα:

Πίνακας 2. Μήκη κύματος που χρησιμοποιούμε για την μελέτη του φαινομένου της διασποράς στο οπτικό M-αδικό σύστημα

$\lambda_1 = 1550\text{nm}$
$\lambda_2 = 1550.8\text{nm}$
$\lambda_3 = 1551.6\text{nm}$
$\lambda_4 = 1552.4\text{nm}$

Το μεσαίο μήκος κύματος όπως φαίνεται από τον προηγούμενο πίνακα είναι το $\lambda_m = 1551.2\text{nm}$. Κάνοντας χρήση της σχέσης (33) θα υπολογίσουμε τη χρονική καθυστέρηση που θα έχουν μεταξύ τους στην άφιξη στην έξοδο της ίνας, τα δυο ακραία μήκη κύματος του συστήματος, δηλαδή τα $\lambda_1=1550\text{nm}$ και $\lambda_4=1552.4\text{nm}$, ενώ το μήκος της SMF είναι $L_{SMF}=40\text{km}$. Για τον υπολογισμό της εξάρτησης της διασποράς από το μήκος κύματος χρησιμοποιείται η σχέση (26). Έχουμε:

$$\Delta\tau(\lambda_1, \lambda_4) = 1672.25\text{ps} = 1.67225\text{ns} \quad (34)$$

Για ρυθμό μετάδοσης 10Gb/s η διάρκεια ενός παλμού είναι 0.1ns. Βλέπουμε δηλαδή ότι η χρονική καθυστέρηση που προκαλείται λόγω της διασποράς που εισάγει η μονότροπη ίνα, είναι τεράστια σε σχέση με την διάρκεια του παλμού. Αυτό όπως είναι φανερό προκαλεί σοβαρό πρόβλημα στην λειτουργία της πολυκυματικής επικεφαλίδας γιατί τα μήκη κύματος που την αποτελούν, φτάνουν στο δέκτη σε διαφορετική σειρά από αυτή που τα έχουμε εκπέμψει. Οπότε είναι αναγκαία η χρησιμοποίηση κάποιων από τις μεθόδους που περιγράψαμε προηγουμένως για περιορισμό του φαινομένου της διασποράς.

Όπως έχουμε πει και προηγουμένως για να αντιμετωπιστεί η διασπορά που προκαλεί η SMF στα κλασσικά δυαδικά συστήματα, γίνεται χρήση της ειδικής οπτικής ίνας, γνωστής ως Dispersion Compensating Fiber (DCF). Ακολουθώντας την ίδια διαδικασία με αυτή που ακολουθήσαμε και στην SMF η χρονική διαφορά

που θα έχουν στην έξοδο της ίνας, δυο μήκη κύματος θα δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$\Delta\tau_{DCF}(\lambda_1, \lambda_n) = L_{DCF} \int_{\lambda_1}^{\lambda_n} D_{DCF}(\lambda) d\lambda \quad (35)$$

Η συνολική χρονική διαφορά που θα έχουν τα δυο μήκη κύματος μετά το πέρασμα τους από την SMF και την DCF θα δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$\begin{aligned} \Delta\tau_{tot}(\lambda_1, \lambda_n) &= \Delta\tau_{SMF}(\lambda_1, \lambda_n) + \Delta\tau_{DCF}(\lambda_1, \lambda_n) = \\ &= L_{SMF} \int_{\lambda_1}^{\lambda_n} D_{SMF}(\lambda) d\lambda + L_{DCF} \int_{\lambda_1}^{\lambda_n} D_{DCF}(\lambda) d\lambda \end{aligned} \quad (36)$$

Όπως βλέπουμε χρειαζόμαστε την εξάρτηση της διασποράς της DCF από το μήκος κύματος. Τα βασικά χαρακτηριστικά της ίνας φαίνονται στον ακόλουθο Πίνακα:

Πίνακας 3. Τα βασικά χαρακτηριστικά της ίνας αντιστάθμισης διασποράς (DCF)

DCF	
Εξασθένηση	0.5 dB/km
Διασπορά	-85 ps/(nm.km)
Κλίση διασποράς	-0.3 ps/(nm ² .km)
Ενεργός περιοχή	22 μm ²
Μη γραμμικός δ.δ.	3.4 10 ⁻²⁰ m ² /W

Για να υπολογίσουμε την εξάρτηση από το μήκος κύματος, θα κάνουμε μια γραμμική παρεμβολή γύρω από την περιοχή που μας ενδιαφέρει (1550nm). Έτσι βρίσκουμε ότι η διασπορά της DCF μπορεί να δοθεί από τον ακόλουθο τύπο:

$$D_{DCF}(\lambda) = -0.3(\lambda - 1550) - 85 \text{ (σε ps/(km nm))} \quad (37)$$

Το μήκος της DCF ίνας υπολογίζεται χρησιμοποιώντας ως βασική απαίτηση την επαναφορά του σήματος στην αρχική του μορφή. Οπότε όση διαπλάτυνση

υφίσταται ο παλμός κατά τη διάδοσή του στην SMF ίνα, τόση πρέπει να είναι και η συμπίεση που θα υφίσταται και κατά την διάδοσή του στην DCF ίνα. Από αυτή την απαίτηση προκύπτει η ακόλουθη συνθήκη που οδηγεί στον υπολογισμό του μήκους της DCF (σύμφωνα με την σχέση (36)):

$$\begin{aligned} \Delta\tau_{tot}(\lambda_1, \lambda_n) = 0 &\Rightarrow \Delta\tau_{SMF}(\lambda_1, \lambda_n) + \Delta\tau_{DCF}(\lambda_1, \lambda_n) = 0 \Rightarrow \\ \Rightarrow L_{DCF} &= \frac{L_{SMF} \int_{\lambda_1}^{\lambda_n} D_{SMF}(\lambda) d\lambda}{\left| \int_{\lambda_1}^{\lambda_n} D_{DCF}(\lambda) d\lambda \right|} \end{aligned} \quad (38)$$

Αντικαθιστώντας το $L_{SMF} = 40\text{km}$ και υπολογίζοντας τα ολοκληρώματα για τα ακραία μήκη κύματος του συστήματος μας λαμβάνουμε ότι:

$$L_{DCF} = 8.16\text{km} \quad (39)$$

Με την προσθήκη του κατάλληλου μήκους της DCF αντιμετωπίζουμε με μεγάλη επιτυχία το φαινόμενο της σχετική μετατόπισης των καναλιών μεταξύ τους. Η επιτυχία της μεθόδου θα φανεί και στην συνέχεια του κεφαλαίου όταν θα εκτελέσουμε εξομοίωση του συγκεκριμένου συστήματος και θα μετρήσουμε τις παραμέτρους ποιότητας σήματος.

Για να μπορέσουμε να μελετήσουμε την ανοχή του συστήματος μας στην τιμή αυτή της DCF ίνας, θα ορίσουμε μια ποινή ισχύος που προκύπτει όταν το μήκος της δεν είναι αυτό που έχουμε υπολογίσει. Ουσιαστικά θα υπολογίσουμε την ανοχή του συστήματός μας σε μεταβολές του μήκους της DCF. Για να το επιτύχουμε αυτό θα υπολογίσουμε το ποσοστό μεταφοράς ισχύος ενός μήκους κύματος από τη θέση που έχει αρχικά εκπεμφθεί σε κάποια γειτονική του θέση.

Θεωρούμε αρχικά ότι η DCF ίνα έχει μια τιμή διαφορετική από τα 8.16km που υπολογίσαμε νωρίτερα. Στην περίπτωση αυτή η χρονική καθυστέρηση που εισάγεται από το σύστημα ινών SMF και DCF θα δίνεται από τον τύπο (36) και θα είναι μη μηδενική. Αν $E_{o\lambda} = P * T$ είναι η αρχική ενέργεια που περιέχει ο παλμός μας

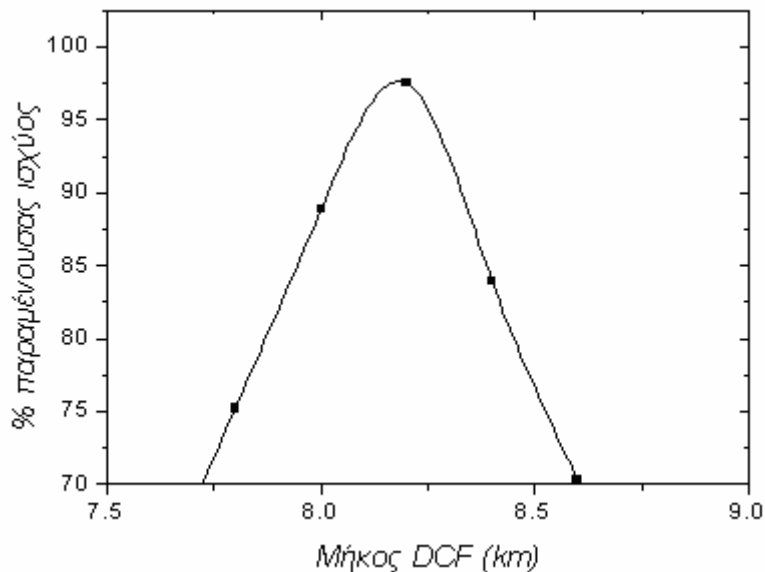
(θεωρούμε τετραγωνικό παλμό, P είναι η ισχύς του παλμού και T η χρονική διάρκεια της χρονοθυρίδας), τότε στην έξοδο του συστήματος ο παλμός μας θα έχει μετατοπιστεί χρονικά κατά το ποσό $\Delta\tau_{tot}$. Οπότε λόγω της μετατόπισης, η ενέργεια που θα έχει παραμείνει στην αρχικά εκπεμπόμενη θέση του παλμού μας θα δίνεται από τον τύπο:

$$E_{\pi\alpha\rho} = PT - P\Delta\tau_{tot}(L_{SMF}, L_{DCF})$$

Το ποσοστό της ενέργειας που παραμένει στην αρχικά εκπεμπόμενη θέση θα είναι:

$$\frac{PT - P|\Delta\tau_{tot}(L_{SMF}, L_{DCF})|}{PT} = 1 - \frac{|\Delta\tau_{tot}(L_{SMF}, L_{DCF})|}{T}$$

Υπολογίζοντας την προηγούμενη σχέση για διαφορετικές τιμές του μήκους της ίνας DCF γύρω από το μήκος τέλει αντιστάθμισης της διασποράς, μπορούμε να βρούμε το ποσοστό ανοχής του συστήματός μας. Στην περίπτωση που εξετάζουμε τα αποτελέσματα βρίσκονται στο Σχήμα 5.



Σχήμα 5. Ποσοστό παραμένουσας ισχύος στην αρχικά εκπεμπόμενη θέση ενός μήκους κύματος όταν το μήκος της DCF είναι διαφορετικό από το αυτό που μας δίνει πλήρη αντιστάθμιση της διασποράς.

Από το προηγούμενο σχήμα παρατηρούμε ότι το σύστημά μας έχει αρκετά μεγάλη ανοχή στη μεταβολή του μήκους της DCF και με δεδομένο ότι πρόκειται για επικεφαλίδα πακέτου η οποία σε κάθε κόμβο αναγεννάται, καταλαβαίνουμε ότι η διασπορά δεν επηρεάζει τη μετάδοσή της

Όμως η διασπορά εκτός από την μετατόπιση που δημιουργεί στα εκπεμπόμενα μήκη κύματος δημιουργεί και χρονική διαπλάτυνση του παλμού τον οποίο μεταφέρει το κάθε κανάλι. Στη συνέχεια θα μελετήσουμε κατά πόσο το κομμάτι της DCF (με το συγκεκριμένο μήκος), που τοποθετήσαμε νωρίτερα έτσι ώστε να επαναφέρουμε τα μήκη κύματος στην σωστή ακολουθία, είναι ικανό να αντιμετωπίσει και τη χρονική διαπλάτυνση που προκαλεί η διασπορά, στην παλμοσειρά που φέρει το κάθε κανάλι. Θα ακολουθήσουμε την διαδικασία που αναφέρεται στην Παράγραφο 2.4.2, με την διαφορά ότι τώρα δεν θα υπολογίσουμε το μήκος της DCF, αλλά με δεδομένο το μήκος της (όπως το υπολογίσαμε νωρίτερα), θα μελετήσουμε τη χρονική διαπλάτυνση που έχουμε στο δέκτη μας. Έχουμε:

Η συνολική διαπλάτυνση του κάθε παλμού, δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$\Delta T_{tot}(\lambda) = \Delta T_{SMF}(\lambda) + \Delta T_{DCF}(\lambda) = (D_{SMF}(\lambda) L_{SMF} + D_{DCF}(\lambda) L_{DCF}) \Delta \lambda \quad (40)$$

με D_{SMF} , D_{DCF} , L_{SMF} , L_{DCF} , τη διασπορά και τα μήκη της SMF και DCF ίνας αντίστοιχα, ενώ $\Delta \lambda$ είναι το εύρος ζώνης που καταλαμβάνει το κάθε σήμα γύρω από το μήκος κύματος που εκπέμπεται. Καταλαβαίνουμε ότι για να μπορέσουμε να υπολογίσουμε το $\Delta T_{tot}(\lambda)$ πρέπει να γνωρίζουμε την τιμή της διασποράς για τους δυο τύπους ίνας σε κάθε μήκος κύματος που εκπέμπουμε. Χρησιμοποιώντας τους τύπους (26), (37) βρίσκουμε για τις διασπορές:

Πίνακας 4. Οι τιμές της διασποράς της SMF και DCF ίνας σε καθένα από τα 4 μήκη κύματος που εκπέμπουμε

Μήκος κύματος (nm)	Διασπορά SMF ($\frac{ps}{nm * km}$)	Διασπορά DCF ($\frac{ps}{nm * km}$)
1550	17.34	-85
1550.8	17.40	-85.24
1551.6	17.44	-85.48
1552.4	17.5	-85.72

Χρησιμοποιώντας τα δεδομένα του προηγούμενου πίνακα, αλλά και ότι $L_{SMF}=40\text{km}$, $L_{DCF}=8.16\text{km}$, μπορούμε να υπολογίσουμε τη συνολική διαπλάτυση παλμού του κάθε μήκους κύματος.

Πριν κάνουμε τους απαραίτητους υπολογισμούς θα μετατρέψουμε τα μήκη κύματος σε οπτικές συχνότητες και το εύρος ζώνης συχνοτήτων Δf σε εύρος ζώνης μηκών κύματος. Για τον σκοπό αυτό χρησιμοποιούμε τη γνωστή σχέση $f = \frac{c}{\lambda}$ για τη συχνότητα, όπου f είναι η οπτική συχνότητα, c η ταχύτητα του φωτός και λ το μήκος κύματος, και τον $\Delta \lambda = \frac{c}{f^2} \Delta f$ για το εύρος ζώνης συχνοτήτων. Στους επόμενους πίνακες φαίνονται τα αποτελέσματα:

Για **2.5GB/s**: Το χρησιμοποιούμενο εύρος ζώνης είναι 25GHz

Πίνακας 5. Αποτελέσματα διαπλάτυνσης παλμού για 2.5GB/s. Στον πίνακα φαίνονται η συνολική διαπλάτυνση του παλμού και το γινόμενο $R_b \Delta T$

Μήκος κύματος (nm)	$\Delta\lambda$ (nm)	Συνολική διαπλάτυνση (10^{-3} ns)	$R_b \bullet \Delta T$
1550 ($f = 193.5THz$)	0.02	0.0074	$1.85 \cdot 10^{-5}$
1550.8 ($f = 193.4THz$)	0.02	0.0056	$1.4 \cdot 10^{-5}$
1551.6 ($f = 193.3THz$)	0.02	0.0038	$9.5 \cdot 10^{-6}$
1552.4 ($f = 193.2THz$)	0.02	0.0018	$4.5 \cdot 10^{-4}$

Για **10GB/s**: Το χρησιμοποιούμενο εύρος ζώνης είναι 100GHz

Πίνακας 6. Αποτελέσματα διαπλάτυνσης παλμού για 10GB/s. Στον πίνακα φαίνονται η συνολική διαπλάτυνση του παλμού και το γινόμενο $R_b \Delta T$.

Μήκος Κύματος (nm)	$\Delta\lambda$ (nm)	Συνολική διαπλάτυνση (10^{-3} ns)	$R_b \bullet \Delta T$
1550 ($f = 193.5THz$)	0.08	0.03	$3 \cdot 10^{-4}$
1550.8 ($f = 193.4THz$)	0.08	0.022	$2.2 \cdot 10^{-4}$
1551.6 ($f = 193.3THz$)	0.08	0.015	$1.5 \cdot 10^{-4}$
1552.4 ($f = 193.2THz$)	0.08	0.007	$7 \cdot 10^{-5}$

Όπως παρατηρούμε από τους προηγούμενους πίνακες το γινόμενο $R_b \Delta T$ είναι σε όλες τις περιπτώσεις κάτω από το μέγιστο όριο του 0.4 που απαιτείται για να έχουμε αξιόπιστη μετάδοση.

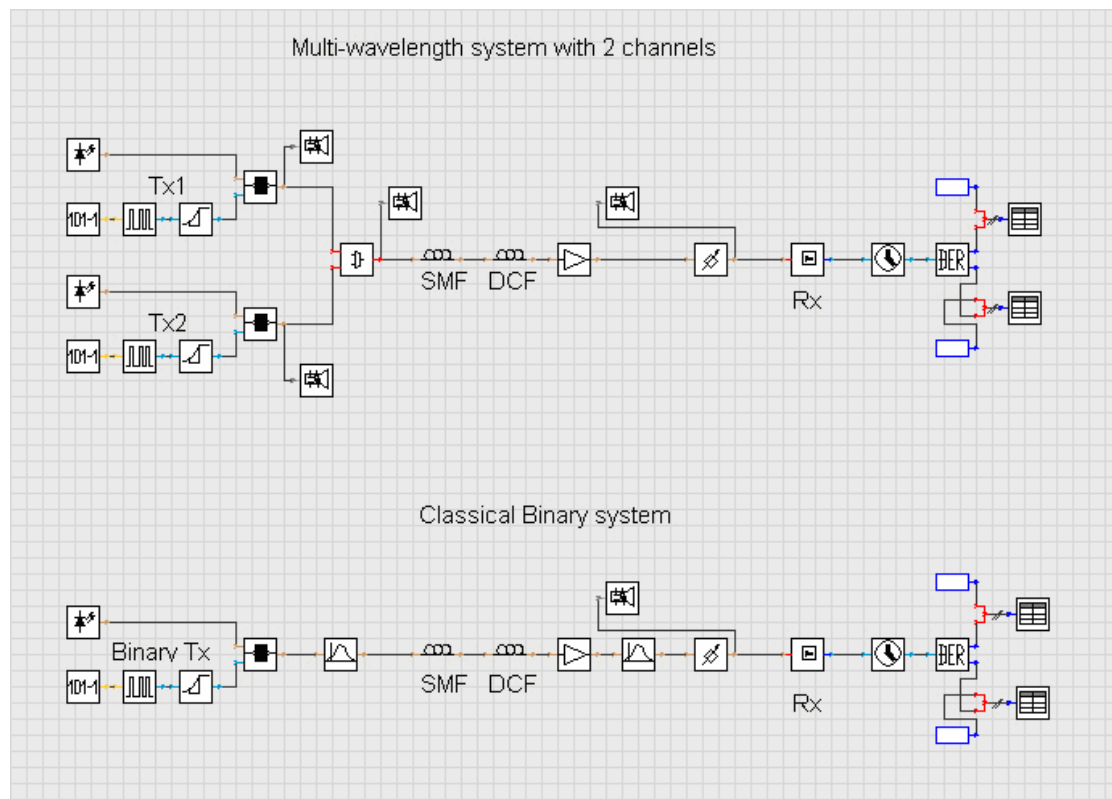
3.3 Μελέτη της διασποράς στο σύστημα πολυκυματικής σηματοδοσίας με χρήση εξομοιωτή

Στην προηγούμενη παράγραφο μελετήσαμε το πρόβλημα της διασποράς κάνοντας χρήση μαθηματικής ανάλυσης. Τα αποτελέσματα που λάβαμε μετά την ανάλυση μας δείχνουν ότι η αντιμετώπιση της διασποράς με τη χρήση DCF είναι άριστη λύση αφού δεν επιτρέπει την μετατόπιση των μηκών κύματος που

αποτελούν την επικεφαλίδα αλλά ταυτόχρονα δεν επιτρέπει και τη χρονική διαπλάτυνση των παλμών που κάθε μήκος κύματος φέρει. Για να μπορέσουμε να επιβεβαιώσουμε τα προηγούμενα αποτελέσματα, θα εξομοιώσουμε το σύστημα μας με τη βοήθεια του εμπορικά διαθέσιμου εξομοιωτή που περιγράψαμε στο Κεφάλαιο 3 (VPITransmissionMaker).

3.3.1 Περιγραφή και αποτελέσματα της εξομοίωσης

Για να μελετήσουμε το σύστημα της πολυκυματικής σηματοδότησης ως προς τη διασπορά υλοποιήσαμε στον εξομοιωτή VPITransmissionMaker το schematic που φαίνεται στο Σχήμα 6.



Σχήμα 6. Το schematic που υλοποιήσαμε στον εξομοιωτή για τη μελέτη της διασποράς, στον εξομοιωτή VPITransmissionMaker. Διακρίνουμε την πολυκυματική επικεφαλίδα των δυο καναλιών καθώς και το κλασσικό δυαδικό σύστημα που χρησιμοποιούμε για λόγους σύγκρισης.

Στο schematic αυτό του εξομοιωτή έχουμε υλοποιήσει δυο διαφορετικά συστήματα οπτικών ινών.

- Το πρώτο είναι ένα σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης, το οποίο αποτελείται από δυο μήκη κύματος. Τα μήκη κύματος πολυπλέκονται με τη βοήθεια ενός πολυπλέκτη (MUX) και στη συνέχεια εισέρχονται στην ίνα. Χρησιμοποιούμε μια κλασική SMF ([Agrawal95]) για τη μετάδοση του σήματος μας, ενώ ακριβώς μετά υπάρχει μια DCF ([Agrawal95]) η οποία φροντίζει για την αντιμετώπιση της διασποράς. Τέλος υπάρχει ένας δέκτης (Rx) ο οποίος αναλαμβάνει να αποσπάσει το σήμα από το οπτικό επίπεδο, να το τοποθετήσει στη βασική ζώνη και έτσι να μπορέσουμε να το επεξεργαστούμε.
- Το δεύτερο σύστημα που υπάρχει στο Schematic είναι ένα κλασικό δυαδικό σύστημα το οποίο εκπέμπει ακριβώς την ίδια ακολουθία με αυτή που εκπέμπεται από το σύστημα της πολυκυματικής σηματοδότησης. Ακόμα έχει και αυτό δυο ίνες SMF και DCF και ακριβώς τον ίδιο δέκτη. Οπότε το δυαδικό σύστημα μας διαφέρει με αυτό της πολυκυματικής σηματοδότησης μόνο στον τρόπο εκπομπής του σήματός μας, αφού αποτελείται από ένα μήκος κύματος και όχι από δυο.

Στη συνέχεια θα περιγράψουμε αναλυτικά το schematic καθώς και τη διαδικασία που ακολουθήσαμε για να πάρουμε τα αποτελέσματα.

3.3.1.1 Το πολυκυματικό σύστημα σηματοδότησης.

Το σύστημά μας αποτελείται από δυο πομπούς (Tx1, Tx2, [Mahapatra02], [Koyama88], [Wenke96]) με τον καθένα να εκπέμπει σε διαφορετικό μήκος κύματος. Η φασματική διαφορά των εκπεμπόμενων μηκών κύματος είναι 300MHz ή αλλιώς 2.4nm, όσο δηλαδή και στους μαθηματικούς υπολογισμούς που κάναμε στην Παράγραφο 3.2. Ο ρυθμός εκπομπής είναι 10GB/s ενώ χρησιμοποιούνται 512bits για τη μελέτη του συστήματος, αριθμός που δίνει αρκετά αξιόπιστα αποτελέσματα.

Η ισχύς εκπομπής των Laser είναι 1mW (0dBm), ενώ το εύρος ζώνης εκπομπής για το καθένα (linewidth), είναι 10MHz. Για την παραγωγή των παλμών που θα διαμορφώσουν τα Laser χρησιμοποιείται PRBS η οποία όμως δεν εκπέμπει ψευδοτυχαία ακολουθία, αλλά μια συγκεκριμένη «λέξη», διαφορετική για κάθε πομπό. Αυτό συμβαίνει γιατί όπως έχουμε πει και στο Κεφάλαιο 4, τα κανάλια που αποτελούν την πολυκυματική σηματοδότηση είναι ορθογώνια μεταξύ τους. Αυτό σημαίνει στην προκειμένη περίπτωση ότι όταν εκπέμπει ένα κανάλι δεν πρέπει να εκπέμπει κανένα άλλο. Για να μπορέσουμε να ικανοποιήσουμε αυτή τη συνθήκη αλλά και για είναι γνωστή η ακολουθία που χρησιμοποιούμε κάνουμε χρήση της δυνατότητας που προσφέρεται από τον εξομοιωτή, να μπορούμε να καθορίσουμε εκ των προτέρων την ακολουθία που θα εκπέμψει ο κάθε πομπός. Έτσι η «λέξη» που εκπέμπει ο κάθε πομπός είναι τέτοια ώστε αν εκπέμπει ο ένας να μην εκπέμπει ο άλλος, αλλά έχουν προβλεφθεί και χρονικές περίοδοι που δεν εκπέμπει κανένας από τους δυο. Αυτό έχει συμβεί για να είναι ίσος ο αριθμός των άσων και των μηδενικών που εκπέμπεται συνολικά στο σύστημα, για να μπορεί να λειτουργεί σωστά το σύστημα εκτίμησης σφαλμάτων (BER) στο δέκτη. Οι ακολουθίες που εκπέμπονται από τους δυο πομπούς, πολυπλέκονται και εισάγονται στην ίνα. Η ίνα είναι μια κλασική μονότροπη ίνα με χαρακτηριστικά όμοια με αυτά που φαίνονται στον Πίνακα 1. Το ίδιο συμβαίνει και για την DCF η οποία έχει χαρακτηριστικά όμοια με αυτά που φαίνονται στον Πίνακα 3. Το μήκος της SMF μεταβάλλεται σε ένα εύρος από 10km έως 200km. Το μήκος της DCF μεταβάλλεται και αυτό έτσι ώστε να έχουμε πλήρη συμπίεση της διασποράς. Για να το επιτύχουμε αυτό χρησιμοποιούμε την διαδικασία που περιγράψαμε στην Παράγραφο 3.2. Στον ακόλουθο Πίνακα φαίνεται το μήκος της SMF και το αντίστοιχο μήκος της DCF που χρησιμοποιήσαμε:

Πίνακας 7. Το μήκος της DCF για τις διαφορετικές τιμές μήκους της SMF που χρησιμοποιήσαμε στην εξομοίωση

Μήκος SMF (km)	Μήκος DCF (km)	Μήκος SMF (km)	Μήκος DCF (km)
10	2.04	110	22.44
20	4.08	120	26.07
30	6.12	130	24.48
40	8.16	140	26.52
50	10.2	150	28.56
60	12.24	160	30.61
70	14.28	170	32.65
80	16.32	180	36.73
90	18.36	190	38.77
100	20.40	200	40.81

Αξίζει να σημειωθεί ότι και στις δυο ίνες, ο μη γραμμικός παράγοντας (NonLinearIndex) έχει πάρει την τιμή μηδέν, έτσι ώστε να μην υπάρχουν μη γραμμικά φαινόμενα που να επηρεάζουν την ποιότητα του σήματος μας στον δέκτη.

Μετά την DCF, υπάρχει ένας ενισχυτής ο οποίος αναπληρώνει τις απώλειες του σήματος, λόγω της έλευσής του μέσα από τις ίνες. Η τιμή της ενίσχυσης που παρέχει ρυθμίζεται αυτόματα, έτσι ώστε να αντισταθμίζει πλήρως τις απώλειες των ινών. Ο ενισχυτής είναι ρυθμισμένος με τέτοιο τρόπο ώστε να μην εισάγει καθόλου θόρυβο στο σήμα, παρά μόνο ενίσχυση. Είναι δηλαδή ένας ιδανικός ενισχυτής που παρέχει σταθερή και κοινή ενίσχυση σε όλα τα μήκη κύματος που περνάνε από αυτόν.

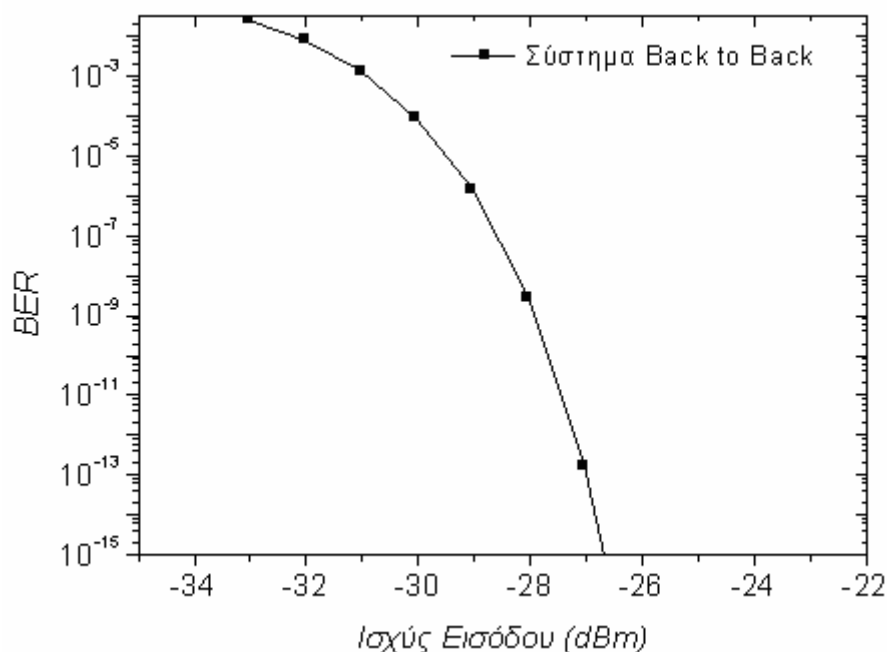
Ακολούθως μετά τον ενισχυτή έχουμε τοποθετήσει τον δέκτη ([Kaspar02], [Derickson98], [Marcuse91]) του συστήματος μας. Σημειώνουμε ότι δεν υπάρχει οπτικό φίλτρο πριν το δέκτη γιατί το εύρος ζώνης του σήματός μας είναι πάρα

πολύ μεγάλο (2.4nm) και γι' αυτό είναι πρακτικά πολύ δύσκολο να κατασκευαστεί οπτικό φίλτρο με τέτοιο εύρος ζώνης. Άλλωστε στην προκειμένη περίπτωση έχουμε φροντίσει να εξαλείψουμε όλους τους θορύβους από το σύστημα μας, οπότε το οπτικό φίλτρο πριν τον δέκτη είναι περιττό. Ο δέκτης δεν είναι ιδανικός. Έχει τα χαρακτηριστικά που φαίνονται στον ακόλουθο Πίνακα, τα οποία αν και δεν είναι ενός πραγματικού δέκτη, προσθέτουν κάποιο θόρυβο (θερμικό, θόρυβο βολής) έτσι ώστε να μπορούμε να έχουμε λογικά αποτελέσματα στη μέτρηση των σφαλμάτων, αλλά δεν αλλοιώνουν τα αποτελέσματα και το κυρίαρχο φαινόμενο που αλλοιώνει το σήμα είναι η διασπορά. Η απόκριση του δέκτη αυτού σε σχέση με την προσπίπτουσα ισχύ φαίνεται στο Σχήμα 7. Όπως παρατηρούμε από τη γραφική αυτή παράσταση η πιθανότητα σφάλματος του συγκεκριμένου δέκτη, παίρνει την τιμή 10^{-9} όταν η προσπίπτουσα ισχύς είναι περίπου -28dBm. Για να έχουμε λογικές τιμές στην πιθανότητα σφάλματος, αφού δεν υπάρχουν άλλοι θόρυβοι και η διασπορά αντιμετωπίζεται με την DCF, θα πρέπει στο δέκτη η ισχύς που προσπίπτει να βρίσκεται κοντά στην ευαισθησία (sensitivity) του (-28dBm). Για τον λόγο αυτό πριν τον δέκτη τοποθετούμε έναν εξασθενητή (Attenuator), ο οποίος περιορίζει την προσπίπτουσα ισχύ. Η εξασθένηση που προκαλεί είναι 22dBm και γνωρίζοντας ότι η ισχύς εκπομπής είναι 0dBm, βλέπουμε ότι η προσπίπτουσα ισχύς στον δέκτη είναι περίπου -22dBm, δηλαδή 6dB επάνω από την ευαισθησία του δέκτη, το οποίο μας δίνει λογικά αποτελέσματα για την πιθανότητα σφάλματος.

Πίνακας 8. Τα χαρακτηριστικά του Δέκτη που χρησιμοποιήθηκε στην εξομοίωση καθώς και τα χαρακτηριστικά του ηλεκτρικού φίλτρου Bessel μετά από τη φωτοδίοδο (PIN).

Δέκτης	
Αποκρισιμότητα	1 A/W
Θερμικός θόρυβος (S_{th})	$3 \cdot 10^{-12} \left(A / \sqrt{Hz} \right)$
Ρεύμα σκότους	0 A
Ηλεκτρικό φίλτρο	Bessel 3ης τάξης
Εύρος ζώνης Ηλ. φίλτρου	7 GHz
Ευαισθησία (10^{-9})	-28dBm

Μετά τη φωτοδίοδο του δέκτη (PIN) χρησιμοποιήθηκε ηλεκτρικό φίλτρο Bessel για τον περιορισμό του θορύβου. Μετά το ηλεκτρικό φίλτρο του δέκτη, υπάρχει μια συσκευή η οποία ανακτά το ρολόι του συστήματος μας. Ουσιαστικά μετράει την καθυστέρηση στη διάδοση των παλμών μέσα στην ίνα και μετά περνάει αυτή την πληροφορία στο μετρητή σφαλμάτων, έτσι ώστε αυτός να μπορεί να υπολογίσει σωστά τα σφάλματα. Έτσι τελικά από το μετρητή σφαλμάτων (ο οποίος χρησιμοποιεί το Γκαουσιανό μοντέλο), παίρνουμε την πιθανότητα σφάλματος του συστήματος μας, αλλά και το Q-factor.



Σχήμα 7. Η απόκριση σε συνάρτηση με την προσπίπτουσα ισχύ για το δέκτη που χρησιμοποιήσαμε στην εξομοίωση. Παρατηρούμε ότι η ευαισθησία (sensitivity) του είναι περίπου -28dBm. Τα χαρακτηριστικά του δέκτη φαίνονται στον Πίνακα 8.

3.3.1.2 Το δυαδικό σύστημα μετάδοσης

Όπως είπαμε και προηγουμένως στο schematic του εξομοιωτή, υλοποιήσαμε και ένα κλασσικό δυαδικό σύστημα. Το σύστημα αυτό έχει τα ίδια χαρακτηριστικά με το σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης που περιγράψαμε προηγουμένως,

αλλά διαφέρει σε κάποια σημεία, αφού εκπέμπεται μόνο ένα μήκος κύματος και όχι δυο.

Έτσι στον πομπό του συστήματος υπάρχει μόνο ένα Laser το οποίο διαμορφώνεται από μια παλμοσειρά, η οποία αποτελεί την ένωση των παλμοσειρών που εκπέμπονται από τα Laser του συστήματος πολυκυματικής σηματοδότησης. Έτσι αν τα δυο Laser του πολυκυματικού συστήματος εκπέμπουν τις ακόλουθες παλμοσειρές:

$$Tx_1 : 1 0 0 0 1 0 0 0$$

$$Tx_2 : 0 0 1 0 0 1 0 0$$

το Laser του δυαδικού συστήματος εκπέμπει:

$$Tx_{bin} : 1 0 1 0 1 1 0 0$$

Με τον τρόπο αυτό πετυχαίνουμε να έχουμε και από τα δυο συστήματα ακριβώς την ίδια παλμοσειρά μέσα στην ίνα, με μόνη διαφορά ότι στο σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης αυτή αποτελείται από σύνθεση δυο μηκών κύματος.

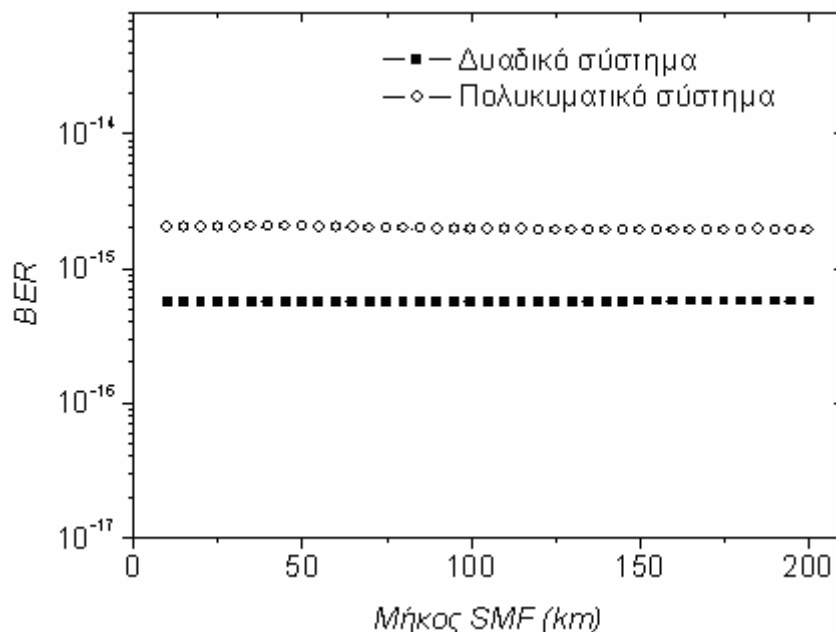
Φυσικά στο δυαδικό σύστημα δεν υπάρχει πολυπλέκτης αφού δεν είναι απαραίτητος για την εισαγωγή του σήματος στην ίνα. Επειδή όμως ο ιδανικός πολυπλέκτης που χρησιμοποιούμε, αποτελείται από φίλτρα Bessel, έχουμε τοποθετήσει ένα τέτοιο και κατά την είσοδο του σήματος στην ίνα στο δυαδικό σύστημα, για λόγους ομοιομορφίας.

Οι ίνες (SMF και DCF) είναι πανομοιότυπες με αυτές του συστήματος πολυκυματικής σηματοδότησης, ενώ και πάλι το μήκος της DCF ρυθμίζεται σύμφωνα με το μήκος της SMF, όπως φαίνεται στον Πίνακα 7. Τα ίδια ισχύουν και για τον ενισχυτή, ο οποίος αντισταθμίζει τις απώλειες. Στην περίπτωση όμως του δυαδικού συστήματος υπάρχει οπτικό φίλτρο πριν το δέκτη το οποίο είναι ένα Bessel 3 τάξης με εύρος ζώνης 40GHz. Στη συνέχεια έχουμε το δέκτη του συστήματος ο οποίος έχει ακριβώς τα ίδια χαρακτηριστικά με αυτά του Πίνακα 8. Φυσικά ακολουθεί το εξάρτημα ανάκτησης ρολογιού και ο μετρητής σφαλμάτων.

3.3.1.3 Αποτελέσματα

Όπως είπαμε και προηγουμένως φτιάξαμε αυτή την εξομοίωση για να μπορέσουμε να επιβεβαιώσουμε ότι με την προσθήκη της DCF, αντιμετωπίζεται επιτυχώς η διασπορά και η λειτουργία της πολυκυματικής σηματοδότησης είναι εφικτή.

Έτσι ορίσαμε σαν μεταβλητή το μήκος της SMF ενώ το μήκος της DCF παίρνει τέτοιες τιμές ώστε να εξαλείφει πλήρως τη διασπορά του συστήματος. Στη συνέχεια και για κάθε μήκος SMF, το σήμα περνά από το μετρητή σφαλμάτων όπου υπολογίζουμε την πιθανότητα σφάλματος και το Q-Factor. Αυτό γίνεται και για το σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης, αλλά και για το κλασσικό δυαδικό. Αξίζει να σημειώσουμε ότι έχουμε σχεδόν εξαλείψει οποιουσδήποτε άλλους θορύβους του συστήματος (θόρυβοι ενισχυτή, μη γραμμικότητες ίνας), και οπότε το κυρίαρχο στοιχείο για την αλλοίωση του σήματος είναι η διασπορά. Η γραφική παράσταση της πιθανότητας σφάλματος σε συνάρτηση με το μήκος της SMF φαίνεται στο Σχήμα 8.



Σχήμα 8. Η πιθανότητα σφάλματος για το σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης (Multiwavelength) και το δυαδικό σύστημα (Binary) σε συνάρτηση με το μήκος της SMF. Είναι φανερό η επίδραση της ίνας αντιστάθμισης διασποράς (DCF) στην απόδοση του συστήματος.

Από το Σχήμα 8, βλέπουμε ότι και στο δυαδικό σύστημα αλλά και στο σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης, η διασπορά αντιμετωπίζεται επιτυχώς. Η πιθανότητα σφάλματος παραμένει σχεδόν σταθερή για ένα μεγάλο εύρος από μήκη της SMF, πράγμα που σημαίνει (αφού δεν υπάρχουν μη γραμμικά φαινόμενα και άλλοι θόρυβοι που να εξαρτώνται από την απόσταση στο σύστημα) ότι η επίδραση της διασποράς εξαλείφεται από κατάλληλο κάθε φορά μήκος DCF. Άρα με την προσθήκη της DCF και το σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης, συμπεριφέρεται όπως και το κλασσικό δυαδικό, έχοντας βέβαια ελαφρώς χειρότερη απόδοση αφού η συνολική παλμοσειρά αποτελείται από την ένωση των παλμοσειρών που φέρουν δυο μήκη κύματος. Σημειώνουμε ότι το προηγούμενο σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης έχει φτιαχτεί με διαφορετικό τρόπο από αυτό με τον οποίο προτείνουμε να λειτουργεί. Αυτό συνέβη πρώτον για να μπορεί να είναι άμεσα συγκρίσιμο με το κλασσικό δυαδικό σύστημα, αλλά και δεύτερον λόγο της δυσκολίας που υπάρχει στο να κατασκευαστεί ο δέκτης που προτείνουμε στο Κεφάλαιο 4, στον εξομοιωτή. Για το λόγο αυτό και η απόδοση του συστήματος

είναι ελαφρώς χειρότερη από του κλασσικού δυαδικού. Αν χρησιμοποιηθεί ο κανονικός δέκτης της πολυκυματικής σηματοδοσίας, τα σήματα του κάθε μήκους κύματος θα διαχωρίζονται και θα ισχύει η ανάλυση του Κεφαλαίου 4. Οπότε η απόδοση του συστήματος θα είναι σαφώς καλύτερη από του κλασσικού δυαδικού και μάλιστα θα γίνεται καλύτερη όσο περισσότερα μήκη κύματος χρησιμοποιούμε, με τίμημα βεβαίως το μεγαλύτερο εύρος ζώνης που θα απαιτείται.

4. Συμπεράσματα για το πρόβλημα της Διασποράς

Από την προηγούμενη ανάλυση βλέπουμε πως η προσθήκη της DCF δίνει μια αξιόπιστη λύση στο πρόβλημα της διασποράς στην πολυκυματική επικεφαλίδα. Ο ρόλος της είναι διπλός: Επαναφέρει στο δέκτη τα μήκη κύματος που την αποτελούν στην ακολουθία που έχουν εκπεμφθεί αρχικά στον πομπό, αλλά ταυτόχρονα δεν επιτρέπει η χρονική διαπλάτυνση των παλμών που «φέρουν» αυτά τα μήκη κύματος, να ξεπεράσει το επιτρεπτό για τη μετάδοση τους όριο. Ένα άλλο πλεονέκτημα που έχει η DCF είναι ότι μπορούμε πολύ εύκολα να την τοποθετήσουμε στο ήδη υπάρχον δίκτυο, με μόνη αλλαγή στην ισχύ των ενισχυτών του δικτύου (όπου αυτοί είναι απαραίτητοι), έτσι ώστε να αντισταθμίσουν τις πρόσθετες απώλειες. Καταλαβαίνουμε δηλαδή ότι η προσθήκη της ίνας DCF, δίνει μια αξιόπιστη λύση για τη μετάδοση της πολυκυματικής επικεφαλίδας η οποία σε άλλη περίπτωση δεν θα μπορούσε να μεταδοθεί μέσα στο τηλεπικοινωνιακό δίκτυο.

5. Βιβλιογραφία

- [Agrawal95] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, Academic Press, 1995.
- [Agrawal97] G.P. Agrawal, "Fiber-Optic communication systems", John Wiley & Sons, INC, (second edition), 1997.
- [Chang97] Cheng-Chun Chang, A.M. Weiner, "Fiber Transmission for Sub-500-fs Pulses Using a Dispersion-Compensating Fiber", *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol.33, n.9, September 1997.
- [Henry85] P.S. Henry, "Lighthwave primer", *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol.QE-21, pp. 1862-1879, December 1985.
- [Kaspar02] B. L. Kaspar, O. Mizuhara, Young-Kai Chen, "High bit-rate receivers, transmitters and electronics", in *Optical Fiber Telecommunications IIVA*, Ivan Kaminow and Tingye Li (Eds.), (Academic Press, San Diego, 2002), Chapter 16, pp. 784-851.
- [Kazovsky96] L. Kazovsky, S. Benedetto, A. Willner, "Optical fiber communication systems", Artech House Publishers, 1996.
- [Koyama88] F. Koyama, Kenichi Iga, "Frequency chirping in external modulator," *J. Lightwave Technol.*, vol. 6, no. 1, Jan. 1988.
- [Mahapatra02] A. Mahapatra, Edmond J. Murphy, "Electrooptic Modulators," in *Optical Fiber Telecommunications IVA*, Chapter 6, pp.258-294, Eds. Ivan Kaminow and Tingye Li. Academic Press, San Diego, 2002.
- [Marcuse91] D. Marcuse, "Calculation of bit-error probability for a lightwave system with optical amplifiers and post-detection Gaussian noise", *J. Lightwave Technol*, vol. 9, no. 4, pp. 505-513, 1991.
- [Oppenheim89] A.V. Oppenheim and R.W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*, Prentice Hall, 1989.
- [Senior92] J. Senior, "Optical Fiber Communications, Principles and Practice", Chapter 3, Prentice Hall, 1992.
- [Wenke96] G. Wenke, M. Kimmek, "Considerations of a Factor of nonideal, external optical Mach-Zehnder modulators," *J. Optical Communications* 17, p. 2, 1996.

Κεφάλαιο 6: Υλοποίηση πολυκυματικού συστήματος σηματοδότησης για δίκτυα οπτικών ινών: Σύγκριση και αξιολόγηση

1. Εισαγωγή

Ένα σημαντικό κριτήριο για τη χρησιμότητα η όχι ενός συστήματος είναι η σύγκρισή του με τα συστήματα που χρησιμοποιούνται μέχρι σήμερα. Για το λόγο αυτό στις επόμενες παραγράφους θα αξιολογήσουμε το σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης που περιγράψαμε στα προηγούμενα κεφάλαια και θα προσπαθήσουμε να επισημάνουμε τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα του, σε σχέση με ήδη υπάρχοντα συστήματα. Η σύγκριση αυτή θα γίνει έχοντας σαν κύριο παράγοντα την απόδοση των συστημάτων όταν αυτά βρίσκονται κάτω από τις ίδιες συνθήκες. Σαν μέτρο σύγκρισης θα χρησιμοποιήσουμε την πιθανότητα σφάλματος της λαμβανόμενης παλμοσειράς κάθε συστήματος στο δέκτη. Το μέγεθος αυτό αποτελεί κοινώς αποδεκτή και χρησιμοποιούμενη παράμετρο για τη μέτρηση της απόδοσης τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Τα συστήματα που θα συγκρίνουμε είναι το κλασσικό δυαδικό (**Binary**), το σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit (**Bit parallel**) καθώς και το σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit με κωδικοποίηση Hamming. Το δυαδικό σύστημα αποτελεί το πιο διαδεδομένο σύστημα στα τηλεπικοινωνιακά οπτικά συστήματα. Από την άλλη το σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit, αποτελεί μια γενικότερη περίπτωση από το κλασσικό δυαδικό και μπορεί να χρησιμοποιηθεί όταν οι απαιτήσεις για μεταφορά δεδομένων είναι αυξημένες. Τέλος το σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit με κώδικα Hamming αποτελεί μια παραλλαγή του προαναφερθέντος συστήματος στην οποία έχει προστεθεί και ένας γραμμικός κώδικας Hamming για την ανίχνευση και διόρθωση λαθών.

Για την πραγματοποίηση της σύγκρισης αυτής επεξεργαστήκαμε δυο διαφορετικά σενάρια μετάδοσης. Το πρώτο σενάριο αφορά ένα μητροπολιτικό δίκτυο (MAN) συνολικής απόστασης 40km. Στο δίκτυο αυτό υπάρχει ως μηχανισμός αντιμετώπισης της διασποράς, ένα αντιστάθμισης διασποράς (DCF) σύμφωνα με αυτά που έχουμε αναφέρει στο Κεφάλαιο 5, ενώ ένας ιδανικός ενισχυτής αναπληρώνει τις απώλειες μετάδοσης. Στο δέκτη του σεναρίου υπάρχει

μετρητής σφαλμάτων ο οποίος μας δίνει και την πιθανότητα σφάλματος για κάθε κανάλι.

Το δεύτερο σενάριο αφορούσε ένα δίκτυο ευρείας περιοχής (WAN), συνολικής απόστασης 160km. Η απόσταση αυτή χωρίζεται σε τέσσερα τμήματα των 40km, πανομοιότυπα με αυτά του προηγούμενου σεναρίου ως προς την οπτική ίνα και την αντιμετώπιση της διασποράς και των απωλειών.

Και στα δυο προηγούμενα σενάρια προσπαθήσαμε να κρατήσουμε κάποιες βασικές παραμέτρους σταθερές ανάμεσα στα συστήματα. Έτσι όλα τα συστήματα μεταφέρουν σταθερή ποσότητα πληροφορίας. Αυτή είναι η ποσότητα πληροφορίας που μεταφέρει το κλασσικό δυαδικό σύστημα όταν ο ρυθμός σηματοδότησης του είναι 40Gb/s. Ένας άλλος παράγοντας που προσπαθήσαμε να διατηρήσουμε σταθερό, είναι και ο αριθμός των μηκών κύματος που χρησιμοποιούμε σε κάθε σύστημα, εκτός φυσικά από το κλασσικό δυαδικό σύστημα, όπου γίνεται χρήση μόνο ενός μήκους κύματος. Στο σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης και το σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit χρησιμοποιούμε 16 μήκη κύματος, ενώ στο σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit με χρήση κώδικα Hamming χρησιμοποιούμε 15 μήκη κύματος αφού εκεί ο περιορισμός προέρχεται από τον γραμμικό κώδικα που θα χρησιμοποιήσουμε. Η χρήση κώδικα Hamming (15, 11) έγινε γιατί ο συνολικός αριθμός μηκών κύματος προσεγγίζει τα μήκη κύματος που χρησιμοποιήσαμε στα άλλα συστήματα. Φυσικά οι οπτικές ίνες είναι πανομοιότυπες για όλα τα συστήματα, ενώ οι ενισχυτές είναι ιδανικοί και έχουν ενίσχυση ανεξάρτητη από το μήκος κύματος εισόδου. Αξίζει να σημειώσουμε ότι κατά την σύγκριση αυτή, ζητήματα όπως η πολυπλοκότητα του υλικού (hardware complexity), οι δυσκολίες στην επεξεργασία του σήματος λόγω παραλληλισμού για την περίπτωση του συστήματος παράλληλης μετάδοσης bit και πολυκυματικής σηματοδότησης καθώς και η διαθεσιμότητα του υλικού για υψηλές ταχύτητες (high bit rates) για την περίπτωση του κλασσικού δυαδικού συστήματος, δεν θα μας απασχολήσουν και θα θεωρήσουμε ότι όλα αυτά τα προβλήματα έχουν λυθεί. Έτσι η ανάλυσή μας θα περιοριστεί κυρίως στην απόδοση των συστημάτων αυτών στο φυσικό υπόστρωμα μετάδοσης (**physical layer**), χρησιμοποιώντας αναλυτικά αριθμητικά μοντέλα για κάθε σύστημα.

1.1 Απόδοση συστημάτων και μη γραμμικά φαινόμενα

Στα προηγούμενα κεφάλαια, στη μελέτη του συστήματος πολυκυματικής σηματοδοσίας είχαμε συμπεριλάβει μόνο γραμμικά φαινόμενα όπως είναι οι απώλειες και η διασπορά. Για να είναι πιο αξιόπιστα τα αποτελέσματά μας στη σύγκριση των διαφορετικών συστημάτων, θα πρέπει τώρα εκτός των γραμμικών αυτών φαινομένων που υφίσταται ένα σήμα κατά τη διάδοση του μέσα στην ίνα, να συμπεριλάβουμε και τη μη γραμμική συμπεριφορά του υλικού διάδοσης. Έτσι, όπως είναι ήδη γνωστό κατά τη μετάδοση οποιουδήποτε σήματος μέσα σε μια οπτική ίνα, ανάλογα με την ισχύ εκπομπής του, έχουμε την εμφάνιση μη γραμμικών φαινομένων, που οφείλονται στη μη γραμμική απόκριση του διηλεκτρικού της ίνας στο πεδίο του σήματος. Τα φαινόμενα αυτά επηρεάζουν την ποιότητα του σήματος στο δέκτη είτε προσθέτοντας θόρυβο, είτε με τη δημιουργία και άλλων συχνοτήτων μέσα ή έξω στο φάσμα εκπομπής, είτε με ανομοιογενή εξασθένηση ή ενίσχυση των συχνοτήτων που ανήκουν σε αυτό. Το αναλυτικό μοντέλο το οποίο χρησιμοποιούμε για να μελετήσουμε τα μη γραμμικά φαινόμενα στην ίνα αναλύεται λεπτομερώς στο Παράρτημα Α στο τέλος του Κεφαλαίου. Σε γενικές γραμμές πάντως αποτελείται από γνωστά και δημοσιευμένα μοντέλα για το κάθε μη γραμμικό φαινόμενο ξεχωριστά, τα οποία όμως συνδυάζονται κατάλληλα και δημιουργούν ανάλογη με το φαινόμενο, υποβάθμιση στον παράγοντα ποιότητας Q .

Τα συστήματα που χρησιμοποιούμε για τη σύγκριση με το πολυκυματικό σύστημα σηματοδοσίας, έχουν και αυτά μελετηθεί αρκετά καλά και η απόδοσή τους μέσω της πιθανότητας σφάλματος για καθένα από αυτά είναι γνωστή με αναλυτικές εκφράσεις. Στις επόμενες παραγράφους θα ακολουθήσει μια σύντομη περιγραφή του κάθε συστήματος που χρησιμοποιούμε καθώς και του μαθηματικού τυπολογίου που το περιγράφει. Για το σύστημα πολυκυματικής σηματοδοσίας ισχύουν όσα έχουμε αναφέρει στο Κεφάλαιο 4.

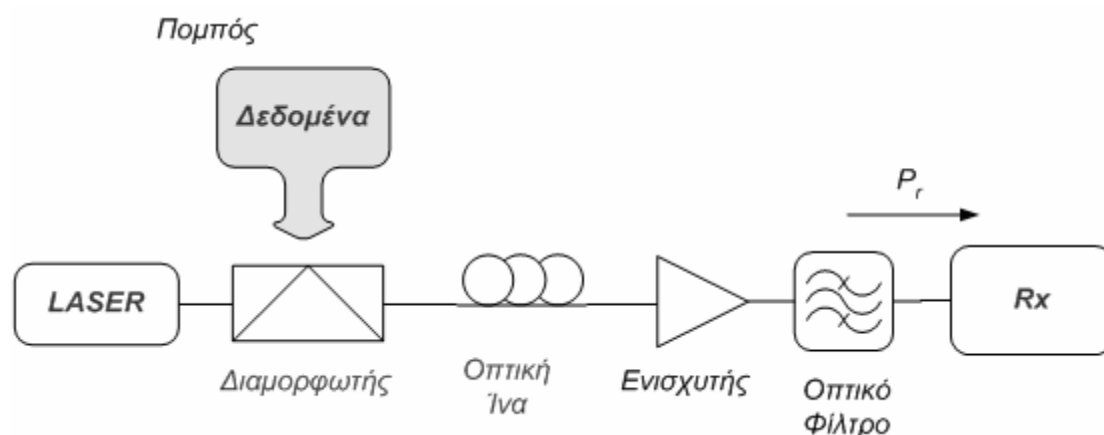
2. Μαθηματική περιγραφή των συστημάτων μετάδοσης

2.1 Το «κλασσικό» δυαδικό σύστημα

Το σύστημα αυτό χρησιμοποιείται σχεδόν σε όλες τις οπτικές τηλεπικοινωνιακές συνδέσεις των τελευταίων ετών. Ο κύριος λόγος της χρησιμοποίησης του είναι η απλότητα στην κατασκευή και τη λειτουργία του, αλλά και η αξιοπιστία που διαθέτει κατά τη μετάδοση. Χρησιμοποιείται για μετάδοση ψηφιακού δυαδικού σήματος. Χρησιμοποιεί την κωδικοποίηση του άσσου και του μηδέν και βασίζεται στη διαμόρφωση πλάτους.

Ο πομπός του συστήματος αποτελείται από ένα LASER το οποίο εκπέμπει σε μια συγκεκριμένη συχνότητα (μήκος κύματος) και το οποίο διαμορφώνεται εξωτερικά (μέσω ΜΖ διαμορφωτή) από μια παλμοσειρά δεδομένων. Η εκπομπή της προκύπτουσας οπτικής παλμοσειράς όπως καταλαβαίνουμε γίνεται με σειριακό τρόπο στο μέσο μετάδοσης (οπτική ίνα).

Στην πλευρά του δέκτη υπάρχει ένα οπτικό φίλτρο για περιορισμό του θορύβου και μια φωτοδίοδος (PIN) η οποία μετατρέπει την οπτική ισχύ του σήματος P_r που προσπίπτει σε αυτή, σε ηλεκτρικό ρεύμα I . Το ρεύμα αυτό είναι προφανώς ανάλογο του σήματος που προσπίπτει στη φωτοδίοδο και χρησιμοποιείται για την αναγνώριση του αρχικού σήματος που είχε εκπεμφθεί από το δέκτη. Κλασσικό δυαδικό σύστημα φαίνεται στο Σχήμα 1.



Σχήμα 1. Κλασσικό Οπτικό Αναδίκτο σύστημα μετάδοσης. Διακρίνουμε το Πομπό (LASER και Διαμορφωτής), την οπτική ίνα, τον ενισχυτή για την αντιστάθμιση των απωλειών, το οπτικό φίλτρο καθώς και το Δέκτη (Rx).

Για την αντιμετώπιση της διασποράς όπως έχουμε αναφέρει και προηγουμένως χρησιμοποιείται κατάλληλο μήκος DCF, ενώ για την αντιμετώπιση των απωλειών ιδανικός οπτικός ενισχυτής.

Το σύστημα αυτό όπως το περιγράψαμε δεν περιέχει κανενός είδους κωδικοποίηση αλλά είναι δυνατόν να προστεθούν σε αυτό πολλά και διαφορετικά είδη τέτοιων μεθόδων βελτίωσης του ληφθέντος σήματος. Για την περίπτωση που δεν χρησιμοποιούμε κάποια κωδικοποίηση, η πιθανότητα σφάλματος (*BER*) στον δέκτη μετά την φωτοδίοδο δίνεται από τον ακόλουθο τύπο ([Marcusse90], [Agrawal97]):

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \approx \frac{\exp \left(\frac{-Q^2}{2} \right)}{Q\sqrt{2\pi}} \quad (1)$$

όπου το Q είναι ο παράγοντας ποιότητας του σήματος και δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (2)$$

με I_1 το ρεύμα που παράγεται στο δέκτη όταν σε αυτόν προσπίπτει οπτικό 1, ενώ I_0 το ρεύμα που παράγεται στο δέκτη όταν σε αυτόν προσπίπτει οπτικό μηδέν. Τα σ_1 , σ_0 είναι οι τυπικές αποκλίσεις του αντίστοιχου παραγόμενου ρεύματος (άσσου η μηδέν) και δίνονται από τους τύπους ([Agrawal97]):

$$\sigma_1 = \sqrt{\sigma_{th}^2 + \sigma_{shot}^2 + \sigma_{sig-spot}^2 + \sigma_{spot-spot}^2} \quad \text{και} \quad \sigma_0 = \sqrt{\sigma_{th}^2 + \sigma_{spot-spot}^2} \quad (3)$$

το σ_{th} αποτελεί τον όρο της τυπικής απόκλισης του ρεύματος λόγω του θερμικού θορύβου του δέκτη, το σ_{shot} την τυπική απόκλιση λόγω του θορύβου βολής, το $\sigma_{spot-spot}$ είναι η τυπική απόκλιση που οφείλεται στη συσχέτιση του οπτικού θορύβου με το θόρυβο του δέκτη, ενώ το $\sigma_{sig-spot}$ είναι η τυπική απόκλιση που οφείλεται στη συσχέτιση του θορύβου του δέκτη με την ένταση του σήματος. Τα προηγούμενα μεγέθη υπολογίζονται από τους ακόλουθους τύπους ([Agrawal97]):

$$\begin{aligned} \sigma_T^2 &= S_{th}^2 B_e \\ \sigma_{shot}^2(P_r) &= 2qRP_r B_e \\ \sigma_{spot-spot}^2 &= R^2 \left(\frac{1}{2} NF_G h f_c (G-1) \right)^2 (2B_o - B_e) B_e \\ \sigma_{sig-spot}^2(P_r) &= 4R^2 \frac{1}{2} NF_G h f_c (G-1) P_r B_e \end{aligned} \quad (4)$$

όπου S_{th} είναι ο παράγοντας θερμικού θορύβου, P_r η προσπίπτουσα ισχύς στο δέκτη, B_e , B_o είναι το ηλεκτρικό και οπτικό εύρος ζώνης του σήματος, R είναι η αποκρισιμότητα του δέκτη, q το φορτίο του ηλεκτρονίου ($q=1.6 \cdot 10^{-19}$ Cb), NF_G και G ο δείκτης θορύβου (**Noise Figure**) και η ενίσχυση αντίστοιχα του ενισχυτή πριν τον δέκτη, h η σταθερά του Planck ($h=6.63 \cdot 10^{-34}$ J sec) και f_c η συχνότητα αναφοράς του συστήματος.

Με βάση τους προηγούμενους τύπους και γνωρίζοντας ότι $I_1=RP_r$ και θεωρώντας ότι $I_0=0$, μπορούμε να υπολογίσουμε την πιθανότητα σφάλματος του δυαδικού συστήματος σε συνάρτηση με την προσπίπτουσα ισχύ στο δέκτη, χρησιμοποιώντας τις σχέσεις (1)-(3) . Έχουμε ότι:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{RP_r}{\sqrt{\sigma_{th}^2 + \sigma_{shot}^2(P_r) + \sigma_{sig-spot}^2(P_r) + \sigma_{spot-spot}^2} + \sqrt{\sigma_{th}^2 + \sigma_{spot-spot}^2}} \right) \quad (5)$$

2.2 Το σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit

Το σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit είναι ουσιαστικά μια γενίκευση του κλασσικού δυαδικού συστήματος. Για να λειτουργήσει εκμεταλλεύεται την τεχνολογία πολυπλεξίας μήκους κύματος WDM η οποία είναι εφαρμόσιμη στα οπτικά συστήματα μετάδοσης. Αποτελείται από ένα σύνολο πομπών παρόμοιων με αυτούς του κλασσικού δυαδικού και οι οποίοι εκπέμπουν σε διαφορετικά μήκη κύματος. Εκμεταλλευόμενοι το γεγονός αυτό η εκπεμπόμενη παλμοσειρά δεν εκπέμπεται σειριακά αλλά παράλληλα, διαμοιραζόμενη στα διαφορετικά μήκη κύματος. Έτσι αν π.χ. έχουμε ένα σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit που χρησιμοποιεί 5 μήκη κύματος ($\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4, \lambda_5$) και θέλουμε να εκπέψουμε την ακόλουθη παλμοσειρά:

1 1 0 1 0

τότε αυτή θα εκπεμφθεί παράλληλα ως εξής:

$\lambda_1 : 1$

$\lambda_2 : 1$

$\lambda_3 : 0$

$\lambda_4 : 1$

$\lambda_5 : 0$

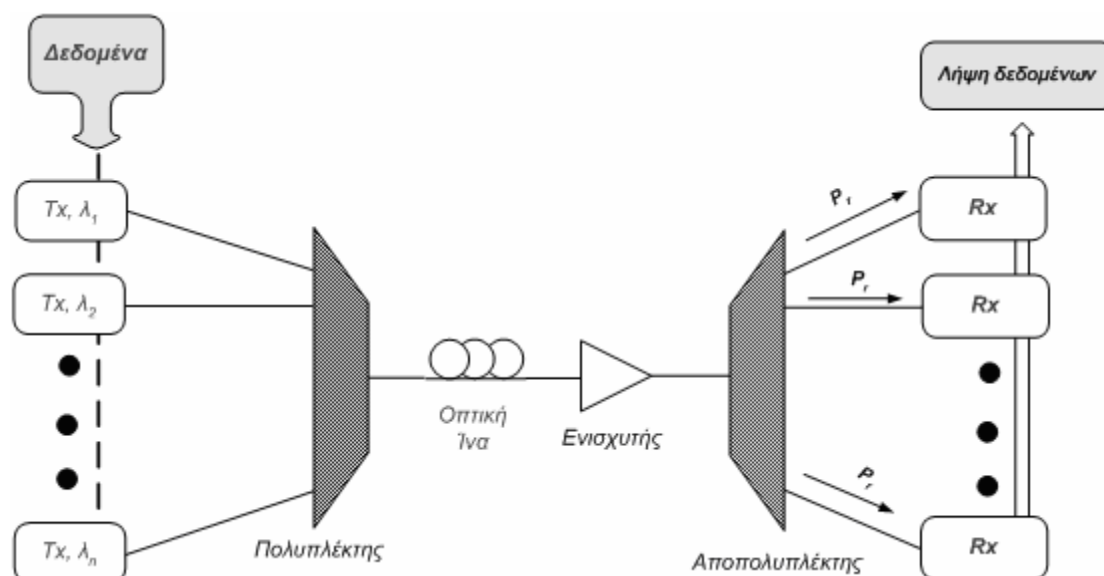
Παρατηρούμε ότι με αυτό τον τρόπο, ο πραγματικός ρυθμός μετάδοσης της παλμοσειράς μας, μοιράζεται στο σύνολο των μηκών κύματος που αποτελούν το σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit. Έτσι στο συγκεκριμένο παράδειγμα, αν ο ρυθμός μετάδοσης είναι R_b και αν υποθέσουμε ότι έχουμε 5 μήκη κύματος να αποτελούν το σύστημά μας, ο ρυθμός μετάδοσης του κάθε μήκους κύματος ($\lambda_1, \dots, \lambda_5$), θα είναι $\frac{R_b}{5}$. Στη γενικότερη περίπτωση που το σύστημά μας αποτελείται

από M μήκη κύματος, ο ρυθμός μετάδοσης του καθενός από αυτά θα είναι: $\frac{R_b}{M}$. Το

τίμημα βέβαια για αυτή τη μείωση του ρυθμού μετάδοσης είναι ότι το απαιτούμενο

εύρος ζώνης είναι πολλαπλάσιο από ότι στο κλασσικό δυαδικό, αλλά και ο ακριβής χρονισμός που απαιτείται ανάμεσα στα μήκη κύματος, έτσι ώστε να μπορούμε στο δέκτη, να συνθέσουμε σωστά την αρχική σειριακή παλμοσειρά. Η υλοποίηση του συστήματος γίνεται ως εξής:

Ένα σύνολο από LASER τα οποία το καθένα εκπέμπει σε διαφορετικό μήκος κύματος διαμορφώνονται εξωτερικά σύμφωνα με μια προκαθορισμένη ακολουθία δεδομένων και αποτελούν το «δέκτη» του συστήματος. Στη συνέχεια οι διαμορφωμένες έξοδοι των LASER πολυπλέκονται και οδηγούνται στο μέσο μετάδοσης (την οπτική ίνα). Για τη λήψη του σήματος ακολουθεί η αντίστροφη διαδικασία. Γίνεται αποπολυπλεξία του σήματος και τα προκύπτοντα σήματα οδηγούνται σε διαφορετικούς δέκτες για την επεξεργασία τους. Από την προηγούμενη περιγραφή του συστήματος μπορούμε εύκολα να καταλάβουμε ότι αποτελεί μια γενίκευση του κλασσικού δυαδικού συστήματος αφού χρησιμοποιεί τον ίδιο πομπό και δέκτη και η μόνη τους διαφορά βρίσκεται στην πολυπλεξία και αποπολυπλεξία του σήματος. Σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit φαίνεται στο Σχήμα 2.



Σχήμα 2. Σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit. Οι έξοδοι των πομπών (που εκπέμπουν σε διαφορετικά μήκη κύματος), πολυπλέκονται και εισάγονται στην οπτική ίνα. Στη λήψη του σήματος πραγματοποιείται η αντίστροφη διαδικασία και το σήμα αποπολυπλέκεται και οδηγείται στους διαφορετικούς για κάθε μήκος κύματος δέκτες.

Η πιθανότητα σφάλματος για το σύστημα αυτό έχει υπολογιστεί στο ([Marcusse90]) και δίνεται από τον τύπο:

$$BER_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \quad (6)$$

όπως δηλαδή συμβαίνει και στην περίπτωση του κλασσικού δυαδικού συστήματος (σχέση (1)). Η εξήγηση είναι, ότι φυσικά μετατρέποντας τη μετάδοση από σειριακή σε παράλληλη δεν αλλάζει και η πιθανότητα σφάλματος bit. Έτσι η πιθανότητα να έχουμε σφάλμα σε κάποιο από τα bits που αποτελούν την παλμοσειρά μας, είναι ακριβώς η ίδια με την περίπτωση που η μετάδοση γίνεται με σειριακό τρόπο, αφού οι φυσικές διεργασίες που λαμβάνουν χώρα είναι ακριβώς οι ίδιες και στις δυο περιπτώσεις. Χρησιμοποιώντας τη σχέση (6) και τη διαδικασία που περιγράφουμε στο κλασσικό δυαδικό σύστημα μπορούμε να υπολογίσουμε την πιθανότητα σφάλματος σε συνάρτηση με την ισχύ που προσπίπτει στο δέκτη του κάθε καναλιού.

Πρέπει να τονίσουμε ότι από τηλεπικοινωνιακής απόψεως, το σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit, έχει την ίδια υποβάθμιση του Q-Factor, όπως κάθε σύστημα που χρησιμοποιεί πολυπλεξία μήκους κύματος με τον ίδιο αριθμό καναλιών. Οι παράγοντες υποβάθμισης εξαρτώνται κυρίως από την εξάρτηση του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου (OSNR) (που επηρεάζεται από την διασπορά, τις μη γραμμικότητες και τους διάφορους θορύβους ενισχυτών και δέκτη) από τον ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων. Στην περίπτωση μας όμως όπως είπαμε και προηγουμένως, έχουμε τη δυνατότητα για ένα σύστημα με M μήκη κύματος να μειώσουμε τον ρυθμό μετάδοσης κατά ένα παράγοντα $\frac{1}{M}$. Αυτό βελτιώνει αρκετά

την κατάσταση, γιατί μπορούμε να μεταδώσουμε πληροφορία σε αρκετά υψηλό ρυθμό, αλλά ο ρυθμός που εκπέμπει το κάθε μήκος κύματος χωριστά να είναι αρκετά χαμηλός. Όσο αναφορά για τη διασπορά ισχύουν όσα έχουμε πει στο Κεφάλαιο 5, αφού η συμπεριφορά του συστήματος παράλληλης μετάδοσης bit είναι πανομοιότυπη με αυτή του συστήματος πολυκυματικής σηματοδότησης.

2.3 Σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit με την χρήση κωδικοποίησης Hamming

Όπως είδαμε και προηγουμένως, στο σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit ο ρυθμός μετάδοσης των δεδομένων, μοιράζεται ομοιόμορφα σε όλα τα κανάλια που αποτελούν το σύστημα. Αν το ζητούμενο μας είναι να βελτιώσουμε όσο το δυνατόν την απόδοση του συστήματος, τότε μπορούμε κάποια από τα κανάλια που υπάρχουν στο σύστημα να χρησιμοποιηθούν για την προσθήκη ενός κώδικα ο οποίος θα έχει την δυνατότητα να διορθώνει κάποια από τα σφάλματα, ενώ ο ρυθμός μετάδοσης των δεδομένων θα μοιράζεται ομοιόμορφα τώρα, στα υπόλοιπα μήκη κύματος. Για να μπορέσουμε να μελετήσουμε μια τέτοια κατάσταση ως προς την απόδοσή της, υλοποιήσαμε έναν κώδικα Hamming (γραμμικός κώδικας), τον οποίο εισάγαγαμε με ένα μικρό σύνολο από τα μήκη κύματος του συστήματός μας. Αν n είναι το σύνολο των μηκών κύματος που διαθέτει το σύστημά μας (μήκη κύματος για μετάδοση δεδομένων και κώδικα), k είναι τα μήκη κύματος που χρησιμοποιούμε για τη μετάδοση δεδομένων και $n-k$ τα μήκη κύματος που

χρησιμοποιούνται για τη μετάδοση του κώδικα Hamming η πιθανότητα σφάλματος δίνεται από τον ακόλουθο τύπο ([Shao94]):

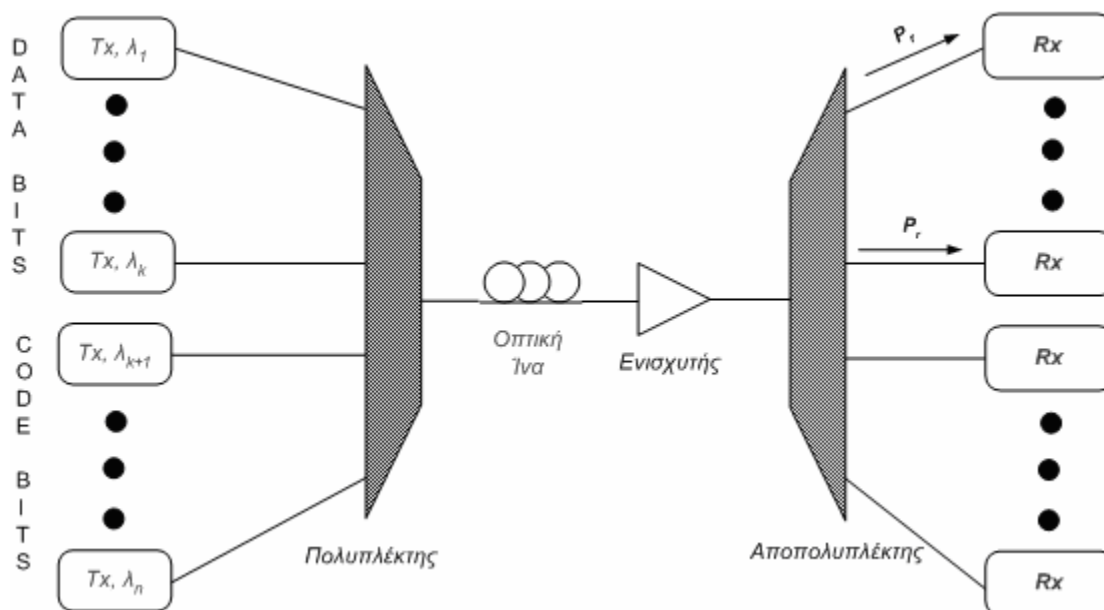
$$BER_p = \frac{1}{k} \sum_{e=2}^n E[X(e)] \frac{n!}{e!(n-e)!} BER_b(P_r) (1 - BER_b(P_r))^{n-e} \quad (7)$$

όπου BER_p είναι η πιθανότητα σφάλματος του δυαδικού καναλιού πριν την εισαγωγή της κωδικοποίησης και $E[X(e)]$ είναι ο αναμενόμενος αριθμός από κωδικοποιημένα σφάλματα (ανιχνεύσιμα), όταν είναι δεδομένο ότι αρχικά έχουμε e σφάλματα στη ληφθείσα λέξη στον δέκτη. Το $E[X(e)]$ δίνεται από τον ακόλουθο τύπο, σύμφωνα με το ([Shao94]):

$$E[X(e)] = \begin{cases} 0, & e = 0 \text{ or } e = 1 \\ \frac{k-e}{n}(e+1) + \frac{n-k}{n}e + \frac{e}{n}(e-1) \end{cases} \quad (8)$$

Χρησιμοποιώντας τους τύπους (7),(8) είμαστε σε θέση να υπολογίσουμε την πιθανότητα σφάλματος συστήματος παράλληλης μετάδοσης bit, με χρήση κωδικοποίησης Hamming. Αν για το BER_b ακολουθήσουμε τη διαδικασία όπως περιγράφουμε στα δυο προηγούμενα συστήματα εύκολα υπολογίζεται η πιθανότητα σφάλματος του συστήματος σε συνάρτηση με την προσπίπτουσα ισχύ P στο δέκτη.

Σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit με χρήση κώδικα Hamming (n, k) , φαίνεται στο Σχήμα 3.



Σχήμα 3. Σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit με κωδικοποίηση Hamming. Διακρίνονται τα k bits δεδομένων και τα $n-k$ bits του (n, k) κώδικα. Τα άλλα στοιχεία του συστήματος είναι ακριβώς ίδια με αυτά του συστήματος απλής παράλληλης μετάδοσης bit.

2.4 Το σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης

Για το σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης ισχύουν όσα έχουμε πει στο Κεφαλαίο 4, τόσο για την υλοποίηση του όσο και για τους τύπους που το περιγράφουν. Η πιθανότητα σφάλματος υπολογίζεται από τη σχέση (26) του ίδιου Κεφαλαίου. Όμως στη σχέση αυτή έχουμε εκφρασμένη την πιθανότητα σφάλματος συναρτήσει του ηλεκτρικού SNR για κάθε bit. Στα προηγούμενα συστήματα έχουμε εκφράσει την πιθανότητα σφάλματος συναρτήσει της προσπίπτουσας ισχύος στο δέκτη. Ακολουθώντας παρόμοια διαδικασία θα εξάγουμε ανάλογη σχέση και για το σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης. Έτσι θα έχουμε ομοιομορφία ως προς τη μελέτη όλων των συστημάτων που συγκρίνουμε.

Όπως είπαμε η πιθανότητα σφάλματος συναρτήσει του ηλεκτρικού SNR για κάθε bit, δίνεται από τον ακόλουθο τύπο ([Stavdas01]):

$$BER = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\sigma_0}{\sigma_1(P_r)} \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ \left[1 - \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^u e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right)^{M-1} \right] e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\sigma_0}{\sigma_1} - \sqrt{k SNR_b(P_r)} \right)^2} \right\} du \quad (9)$$

με σύμβολα που έχουμε εξηγήσει στο Κεφάλαιο 4. Ακόμα είναι γνωστό ότι το $SNR_b(P_r)$ για το σύστημα πολυκυματικής σηματοδοσίας δίνεται από τον τύπο ([Stavdas01]):

$$SNR_b(P_r) = \frac{I_1^2}{\sigma_1^2} = \frac{(RP_r)^2}{\sigma_{th}^2 + \sigma_{shot}^2(P_r) + \sigma_{sig-spot}^2(P_r) + \sigma_{spot-spot}^2} \quad (10)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις που έχουμε εξάγει στο κλασσικό δυαδικό σύστημα για τα σ_1 , σ_0 και I_1 (σχέση (3)), υπολογίζουμε την πιθανότητα σφάλματος του συστήματος πολυκυματικής σηματοδοσίας συναρτήσει της προσπίπτουσας ισχύος στο δέκτη. Αυτή δίνεται από τον τύπο:

$$BER = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\sqrt{\sigma_{th}^2 + \sigma_{spot-spot}^2}}{\sqrt{\sigma_{th}^2 + \sigma_{shot}^2(P_r) + \sigma_{sig-spot}^2(P_r) + \sigma_{spot-spot}^2}} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[1 - \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^u e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right)^{M-1} \right] \cdot \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{u \frac{\sqrt{\sigma_{th}^2 + \sigma_{spot-spot}^2}}{\sqrt{\sigma_{th}^2 + \sigma_{shot}^2(P_r) + \sigma_{sig-spot}^2(P_r) + \sigma_{spot-spot}^2}} - \sqrt{k \frac{(RP_r)^2}{\sigma_{th}^2 + \sigma_{shot}^2(P_r) + \sigma_{sig-spot}^2(P_r) + \sigma_{spot-spot}^2}}}{\sqrt{k \frac{(RP_r)^2}{\sigma_{th}^2 + \sigma_{shot}^2(P_r) + \sigma_{sig-spot}^2(P_r) + \sigma_{spot-spot}^2}}} \right)^2 \right] du \quad (11)$$

3. Σύγκριση των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων

Στη συνέχεια θα συγκρίνουμε μεταξύ τους τα τέσσερα τηλεπικοινωνιακά συστήματα που αναφέραμε προηγουμένως, δηλαδή το σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης, το σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit και το σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit με κωδικοποίηση Hamming. Όπως είπαμε και στην Παράγραφο 1 έχουμε ετοιμάσει δυο σενάρια, ένα για μητροπολιτικά δίκτυα και ένα για δίκτυα ευρείας περιοχής. Καθένα από αυτά τα δίκτυα θα τα μελετήσουμε σε δυο στάδια.

Στο πρώτο στάδιο η απόδοση των συστημάτων μετριέται αγνοώντας τις ατέλειες της μετάδοσης η αλλιώς γίνεται «κάτω από ιδανικές συνθήκες». Τα διάφορα τμήματα της ίνας (SMF/DCF) αντιπροσωπεύονται μόνο από τις απώλειές τους και τη διασπορά, ενώ οι δέκτες είναι σχεδόν ιδανικοί. Ο παράγοντας θερμικού θορύβου (Thermal Noise) είναι ανεξάρτητος από το ρυθμό μετάδοσης και έχει τιμή $S_{th} = 9 \cdot 10^{-12} A/\sqrt{Hz}$ για όλες τις περιπτώσεις, δεν υπάρχει θόρυβος βολής όπως και άλλοι θόρυβοι στο δέκτη και η αποκρισσιμότητα έχει την ιδανική τιμή 1 πάντοτε. Το ηλεκτρικό φίλτρο μετά το δέκτη είναι ένα φίλτρο Bessel, που το 3-dB εύρος ζώνης του, αποτελεί το 0.7 του ρυθμού μετάδοσης του κάθε συστήματος. Το εύρος του οπτικού φίλτρου πριν το δέκτη είναι 25GHz για ρυθμούς μετάδοσης 2.5Gb/s και 10Gb/s ενώ είναι 100GHz για ρυθμό μετάδοσης 40Gb/s.

Το δεύτερο στάδιο της μελέτης μας, περιλαμβάνει μια πιο ρεαλιστική αντιμετώπιση των συστημάτων. Σε αυτό το στάδιο, εκτός από τις απώλειες και τη διασπορά, λαμβάνουμε υπόψη μας και τα μη γραμμικά φαινόμενα που εμφανίζονται στην οπτική ίνα και ανάλογα με την ισχύ και το ρυθμό σηματοδότησης του σήματος, επηρεάζουν σημαντικά τη μετάδοσή του. Ακόμα οι δέκτες δεν είναι πια ιδανικοί, αλλά η απόδοσή τους εξαρτάται και αυτή από την το ρυθμό μετάδοσης. Τα λοιπά χαρακτηριστικά του δικτύου (οπτικά και ηλεκτρικά φίλτρα, ενισχυτές) παραμένουν ίδια με αυτά των ιδανικών συνθηκών μετάδοσης.

3.1 Σύγκριση κάτω από «ιδανικές» συνθήκες

Για τα συστήματα που συγκρίνουμε η βασική απαίτηση είναι να μεταφέρουν όλα την ίδια ποσότητα πληροφορίας με την ποσότητα πληροφορίας που μεταφέρει

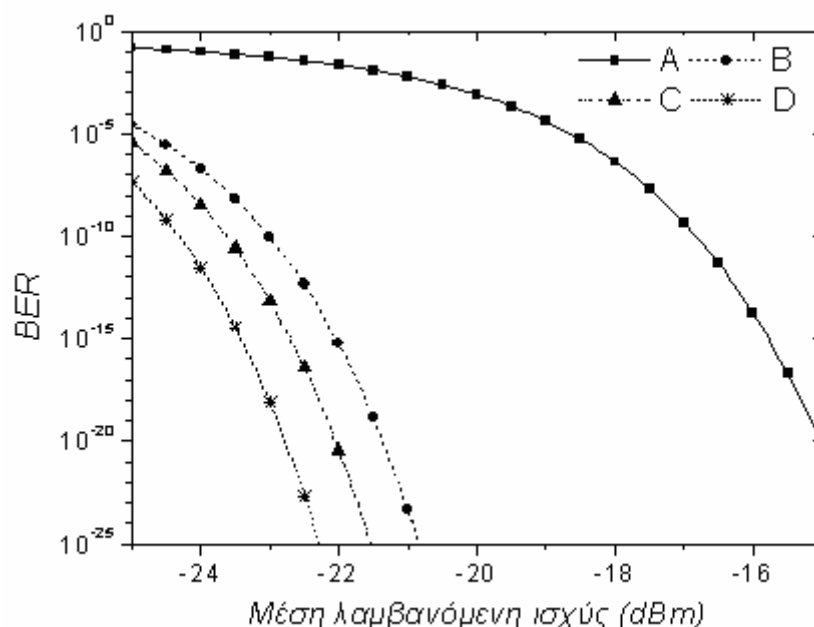
το κλασσικό δυαδικό σύστημα στα 40Gb/s. Για το λόγο αυτό το σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit, αποτελείται από 16 μήκη κύματος με το καθένα να έχει ρυθμό μετάδοσης 2.5Gb/s, ενώ το σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης αποτελείται από 16 μήκη κύματος που το καθένα λειτουργεί στα 10Gb/s. Η εύρεση του συνολικού ρυθμού μετάδοσης για το σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης γίνεται σύμφωνα με τον τύπο $R_b=R_s \log_2 M$ ([Stavdas01]), με R_b , R_s το ρυθμό μετάδοσης bit και ρυθμό μετάδοσης συμβόλων αντίστοιχα, ενώ M είναι ο αριθμός των μηκών κύματος που χρησιμοποιούμε). Όπως έχουμε πει και προηγουμένως χρησιμοποιούμε $M=16$ μήκη κύματος ενώ ο ρυθμός μετάδοσης bit είναι 40Gb/s. Από τα προηγούμενα προκύπτει ότι ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλων του συστήματος πολυκυματικής σηματοδότησης είναι 10Gb/s. Τέλος στην περίπτωση του συστήματος παράλληλης μετάδοσης bit με χρήση κώδικα Hamming χρησιμοποιήσαμε σύστημα με 15 κανάλια από το οποία τα 11 χρησιμοποιήθηκαν για τη μετάδοση δεδομένων ενώ 4 για τη μετάδοση του κώδικα. Ένας τέτοιος κώδικας έχει την ικανότητα διόρθωσης απλού σφάλματος και ανίχνευσης διπλού σφάλματος. Το σύστημα αυτό ονομάζεται Hamming (15, 11) και αφού μόνο τα 11 κανάλια μεταφέρουν ωφέλιμα σε εμάς δεδομένα ο ρυθμός μετάδοσης πρέπει να αυξηθεί έτσι ώστε το συνολικό ποσό πληροφορίας να είναι ίσο με αυτό των υπολοίπων συστημάτων. Κάνοντας τους απαραίτητους υπολογισμούς βρίσκουμε ότι το κάθε κανάλι δεδομένων του Hamming (15, 11) θα πρέπει να έχει ρυθμό μετάδοσης 3.6Gb/s. Η μέση ισχύς εκπομπής του κάθε καναλιού είναι -3dBm, ενώ οι υπόλοιπες παράμετροι των συστημάτων φαίνονται στον ακόλουθο Πίνακα ([Skoufis03]):

Πίνακας 1. Οι φυσικοί παράμετροι των συστημάτων που χρησιμοποιήσαμε κατά τη σύγκριση των τεσσάρων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων στην «ιδανική» περίπτωση

Ίνες		
	SMF	DCF
Εξασθένηση	0.23 dB/km	0.5 dB/Km
Διασπορά	17 ps/(nm.km)	-85 ps/(nm.km)
Κλίση διασποράς	0.085 ps/(nm ² .km)	-0.3 ps/(nm ² .km)
Ενεργός περιοχή	65 μm ²	22 μm ²
Μη γραμμικός δ.δ.	0	0
Πομπός		
PRBS	2 ⁷ -1	
Λόγος Αντίθεσης (Ext. ratio)	14 dB	
Linewidth	20 MHz	
Rise time	0.25 ρυθμού μετάδοσης	
Εξωτερική διαμόρφωση	Mach Zender	
Δέκτης		
Αποκρισιμότητα	1 A/W	
Τύπος οπτικού φίλτρου	Bessel 3ης τάξης	
Εύρος ζώνης φίλτρου	0.7 ρυθμού μετάδοσης	
Θερμικός θόρυβος (S_{th})	$9 \cdot 10^{-12} \left(A / \sqrt{Hz} \right)$	
Ενισχυτής		
Ενίσχυση	Ίση με τις απώλειες κάθε τμήματος	
Δείκτης θορύβου (N.F)	6dB	

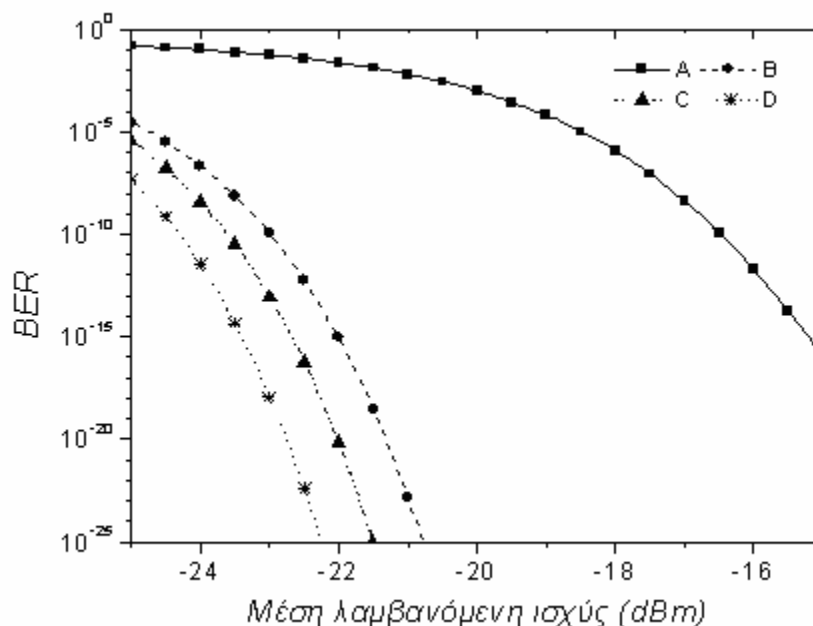
Για τη μελέτη των προαναφερθέντων συστημάτων χρησιμοποιούμε το μαθηματικό εργαλείο Mathematica για να μπορέσουμε να υπολογίσουμε τις πιθανότητες σφάλματος σύμφωνα με τους τύπους (5), (7), (11). Η διαδικασία που ακολουθούμε είναι η εξής: Θεωρούμε ότι πριν το δέκτη του κάθε συστήματος υπάρχει ένας μεταβλητός εξασθενητής ο οποίος περιορίζει την ισχύ που προσπίπτει σε αυτόν σύμφωνα με την τιμή που θέλουμε εμείς. Έτσι η ισχύς που προσπίπτει στο δέκτη είναι μεταβλητή (Ουσιαστικά μεταβάλλουμε την τιμή της προσπίπτουσας ισχύος P_r στους τύπους (5), (7), (11)). Για κάθε διαφορετική τιμή ισχύος υπολογίζουμε την πιθανότητα σφάλματος του κάθε συστήματος. Στο τέλος απεικονίζουμε γραφικά τα αποτελέσματα κάνοντας χρήση συγκριτικών γραφικών παραστάσεων. Αξίζει να σημειώσουμε ότι αυτό που μεταβάλλουμε είναι μόνο η προσπίπτουσα ισχύς των δεκτών μέσω εξασθενητή, ενώ η ισχύς εκπομπής των πομπών (LASERS) παραμένει σταθερή. Ο λόγος που συμβαίνει αυτό θα φανεί στην επόμενη περίπτωση που θα μελετήσουμε. Τα αποτελέσματα που λαμβάνουμε από

την προηγούμενη διαδικασία για 40km SMF (περίπτωση Μητροπολιτικού δικτύου) χρησιμοποιώντας τους τύπους (5), (7), (11) φαίνονται στο Σχήμα 4 ([Skoufis03]).



Σχήμα 4. Συγκριτικά αποτελέσματα των τεσσάρων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων που μελετάμε για 40km SMF (αντιμετώπιση της διασποράς γίνεται με χρήση DCF). (A) Κλασικό δυαδικό σύστημα στα 40Gb/s, (B) Σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit με 16 κανάλια στα 2.5Gb/s το καθένα, (C) σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit, με χρήση κώδικα Hamming (15, 11) στα 3.6Gb/s το κάθε κανάλι και (D) σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης με χρήση 16 καναλιών στα 10Gb/s το καθένα.

Στη συνέχεια ακολουθήσαμε την ίδια διαδικασία με προηγουμένως αλλά αυτή την φορά χρησιμοποιήσαμε τέσσερα τμήματα ίνας SMF που το καθένα είχε μήκος 40km (περίπτωση δικτύου Ευρείας περιοχής). Το συνολικό μήκος της ζεύξης είναι 160km αλλά στο τέλος κάθε τμήματος SMF υπάρχει το κατάλληλο μήκος DCF που εξουδετερώνει τη διασπορά. Μετά την DCF υπάρχουν ιδανικοί ενισχυτές οι οποίοι αναπληρώνουν τις απώλειες του σήματος από το πέρασμά του από τις δυο ίνες. Τα αποτελέσματα φαίνονται στο Σχήμα 5.



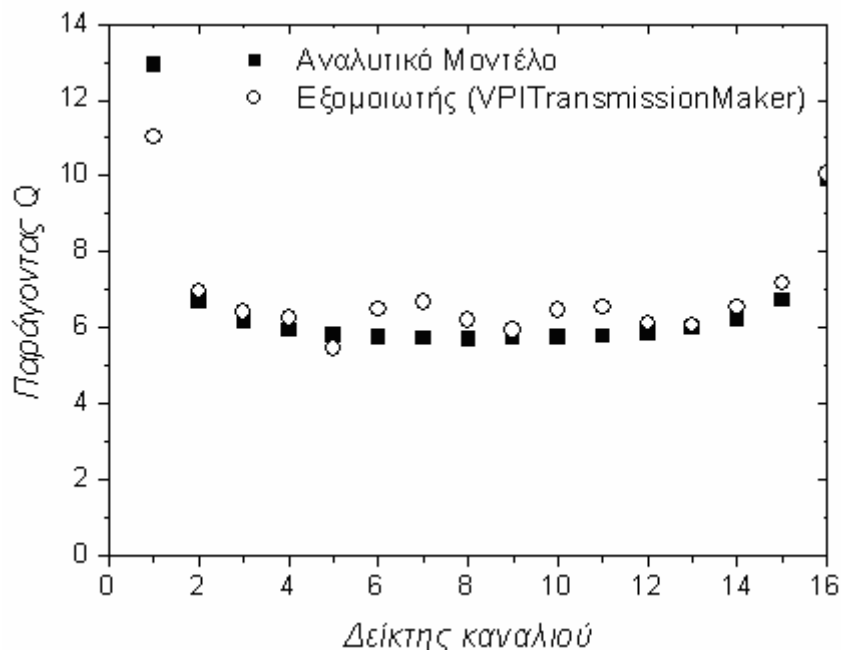
Σχήμα 5. Συγκριτικά αποτελέσματα των τεσσάρων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων που μελετάμε για 4x40km SMF (αντιμετώπιση της διασποράς γίνεται με χρήση DCF). (A) Κλασσικό δυαδικό σύστημα στα 40Gb/s, (B) Σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit με 16 κανάλια στα 2.5Gb/s το καθένα, (C) σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit, με χρήση κώδικα Hamming (15, 11) στα 3.6Gb/s το κάθε κανάλι και (D) σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης με χρήση 16 καναλιών στα 10Gb/s το καθένα.

Από τις προηγούμενες γραφικές παραστάσεις βλέπουμε από τα τέσσερα αυτά συστήματα ότι η πολυκυματική σηματοδότηση έχει τη μικρότερη πιθανότητα σφάλματος. Ακολουθεί η παράλληλη μετάδοση bit με κωδικοποίηση Hamming αλλά και χωρίς, ενώ αρκετά πιο μακριά βρίσκεται το κλασσικό δυαδικό σύστημα, το οποίο λόγω του πολύ υψηλού ρυθμού μετάδοσης δεν μπορεί να ανταγωνιστεί τα υπόλοιπα συστήματα. Για το λόγο αυτό δεν θα μελετήσουμε περαιτέρω το σύστημα αυτό.

3.2 Σύγκριση κάτω από «πραγματικές» συνθήκες

Στην τελική σύγκριση των συστημάτων αυτών, θα εισάγουμε πιο ρεαλιστικά στοιχεία στις εξομοιώσεις που διεξάγουμε. Έτσι η ίνα δεν είναι πια ένα γραμμικό μέσο που εισάγει μόνο διασπορά και εξασθένηση, αλλά περιλαμβάνει και μη

γραμμικά φαινόμενα, όπως Μίξη τεσσάρων φωτονίων, Ετεροδιαμόρφωση φάσης και εξαναγκασμένο σκεδασμό Raman. Τα μοντέλα σύμφωνα με τα οποία μελετάμε τα φαινόμενα αυτά φαίνονται στο Παράρτημα Α. Σύμφωνα με τη μεθοδολογία που ακολουθήσαμε, θεωρούμε τα μη γραμμικά φαινόμενα ανεξάρτητα μεταξύ τους (δηλαδή ότι δεν επηρεάζει το ένα το άλλο) ενώ το καθένα συνεισφέρει στην υποβάθμιση της ποιότητας του σήματος με έναν όρο στον παρονομαστή του τύπου υπολογισμού του Q-Factor. Η υπόθεση αυτή αποτελεί μια καλή προσέγγιση της πραγματικότητας και θα το επιβεβαιώσουμε με τη χρήση του εμπορικά διαθέσιμου εξομοιωτή VPItransmissionMaker, όπως κάναμε και στην περίπτωση της διασποράς. Έτσι εξομοιώσαμε ένα σύστημα πολυπλεξίας μήκους κύματος (WDM) με 16 κανάλια με διαχωρισμό εύρους καναλιού 25GHz, σε συνολικό μήκος 160km (4x40km SMF), με ισχύς εκπομπής 3dBm για το κάθε κανάλι και ρυθμό μετάδοσης 2.5Gb/s. Το μήκος της DCF επιλέχτηκε με τέτοιο τρόπο ώστε να κάνει πλήρη συμπίεση της διασποράς για το μεσαίο κανάλι από τα 16 που χρησιμοποιήσαμε. Φυσικά το ίδιο ακριβώς σύστημα εξομοιώσαμε με το μοντέλο για τις μη γραμμικότητες που περιγράφουμε στο Παράρτημα Α. Τα αποτελέσματα για τον Q-Factor κάθε καναλιού από τα δυο διαφορετικά εργαλεία που χρησιμοποιήσαμε φαίνονται στο Σχήμα 6.



Σχήμα 6. Ο παράγοντας Q (Q-Factor) για κάθενα από τα 16 κανάλια του WDM συστήματος που εξομοιώσαμε, χρησιμοποιώντας το μοντέλο των μη γραμμικοτήτων και το εμπορικά διαθέσιμο εργαλείο VPITransmissionMaker. Στοιχεία συστήματος: 4 τμήματα με 40km SMF το καθένα (με αντίστοιχο μήκος DCF ανα τμήμα) και μέση ισχύς ανα κανάλι +3dBm. Ρυθμός μετάδοσης 2.5Gb/s.

Από το Σχήμα 6 είναι φανερή η καλή σύμπτωση ανάμεσα στο μοντέλο που χρησιμοποιήσαμε για τα μη γραμμικά φαινόμενα στην ίνα και του εμπορικά διαθέσιμου εξομοιωτή. Έτσι βλέπουμε ότι η χρήση του αναλυτικού μοντέλου που έχουμε επιλέξει, μας δίνει ακριβή και αξιόπιστα αποτελέσματα, όσο αναφορά την απόδοση των συγκεκριμένων συστημάτων που μελετάμε. Για το λόγο αυτό για την περαιτέρω μελέτη τους θα κάνουμε χρήση μόνο αυτού του μοντέλου.

Τέλος όσο αναφορά το δέκτη που χρησιμοποιήσαμε στην τελική σύγκριση των συστημάτων μας, ο θερμικός θόρυβος δεν είναι πια ανεξάρτητος από τον ρυθμό μετάδοσης, αλλά αυξάνει όσο αυξάνει ο ρυθμός μετάδοσης του κάθε καναλιού. Το ίδιο συμβαίνει και με την αποκρισσιμότητα η οποία στα 10Gb/s μειώνεται και παίρνει τιμή 0.8A/W. Έτσι το μοντέλο του δέκτη μας γίνεται και αυτό πιο ρεαλιστικό ενώ αλλάζει και η επίδραση που έχει σε κάθε σύστημα, λόγω των διαφορετικών ρυθμών μετάδοσης που έχει το καθένα.

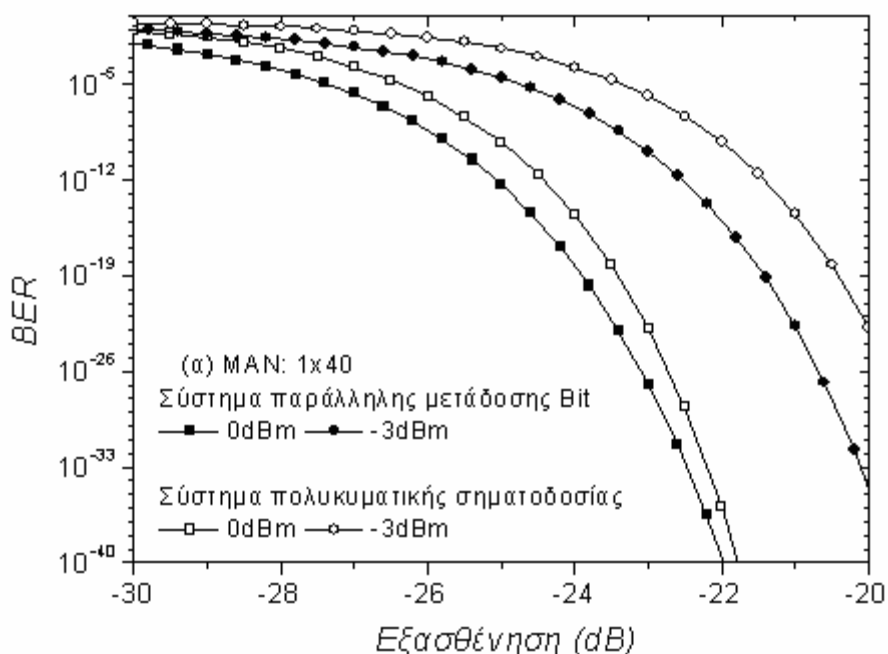
Όπως είπαμε και προηγουμένως, στην ανάλυσή μας τώρα, λαμβάνουμε υπόψη μας και τα μη γραμμικά φαινόμενα της ίνας. Τα φαινόμενα αυτά εξαρτώνται κατά μεγάλο βαθμό από την ισχύ που βρίσκεται κάθε χρονική στιγμή μέσα στην οπτική ίνα αλλά και το ρυθμό εκπομπής. Για το λόγο αυτό θα εξετάσουμε τα διάφορα συστήματα μας σε διαφορετικές ισχύς εκπομπής ανά κανάλι και έτσι θα έχουμε και διαφορετική επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων. Οι ισχύς εκπομπής και τα διάφορα χαρακτηριστικά της εξομοίωσης φαίνονται στον ακόλουθο Πίνακα:

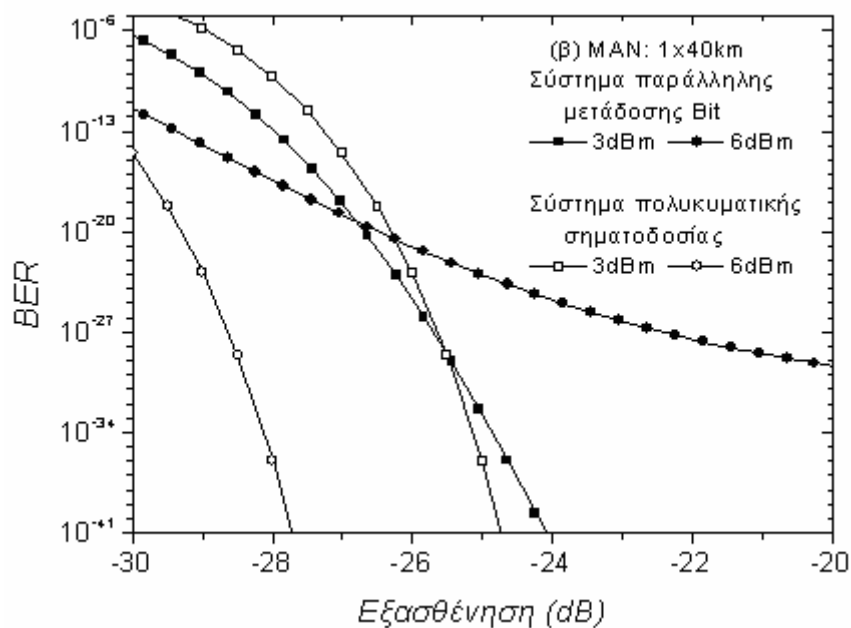
Πίνακας 2. Οι τιμές των παραμέτρων που χρησιμοποιήσαμε στη σύγκριση κάτω από «πραγματικές» συνθήκες των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.

Ίνες		
	SMF	DCF
Εξασθένηση	0.23 dB/km	0.5 dB/Km
Διασπορά	17 ps/(nm.km)	-85 ps/(nm.km)
Κλίση διασποράς	-0.085 ps/(nm ² .km)	-0.3 ps/(nm ² .km)
Ενεργός περιοχή	65 μm ²	22 μm ²
Μη γραμμικός δ.δ.	2.6 10 ⁻²⁰ m ² /W	3.4 10 ⁻²⁰ m ² /W
Πομπός		
PRBS	2 ⁷ -1	
Μέση ισχύς εκπομπής	-3dBm, 0dBm, 3dBm, 6dBm	
Λόγος αντίθεσης (Ext. ratio)	14 dB	
Linewidth	20 MHz	
Rise time	0.25 ρυθμού μετάδοσης	
Εξωτερική διαμόρφωση	Mach Zender	
Δέκτης		
Αποκρισιμότητα	2.5Gb/s : 1 A/W, 10Gb/s: 0.8 A/W	
Τύπος οπτικού φίλτρου	Bessel 3ης τάξης	
Εύρος ζώνης φίλτρου	0.7 ρυθμού μετάδοσης	
Θερμικός θόρυβος (S_{th})	2.5Gb/s: 9 10 ⁻¹² (A / √Hz), 10Gb/s: 16 10 ⁻¹² (A / √Hz)	
Ενισχυτής		
Ενίσχυση	Ίση με τις απώλειες κάθε τμήματος	
Δείκτης θορύβου (N.F)	6dB	

Όπως βλέπουμε και από τον Πίνακα αυτό, έχουμε ένα μεγάλο φάσμα από διαφορετικές ισχύς στις οποίες μελετάμε τα συστήματά μας. Φυσικά κάθε τμήμα 40km ίνας SMF έχει στο τέλος του κατάλληλο μήκος DCF για την αντιμετώπιση της διασποράς και ιδανικό ενισχυτή για την αντιμετώπιση των απωλειών όπως και στην προηγούμενη σύγκριση των συστημάτων αυτών. Υπενθυμίζουμε ότι ο ρυθμός μετάδοσης του συστήματος πολυκυματικής σηματοδότησης είναι 10Gb/s, και του συστήματος παράλληλης μετάδοσης bit 2.5Gb/s.

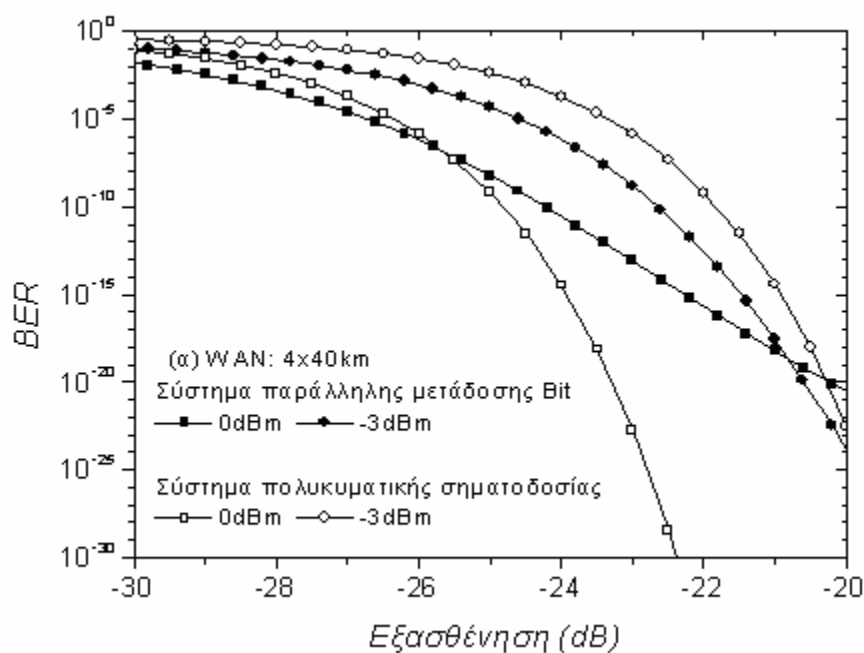
Τα αποτελέσματα για την περίπτωση του δικτύου πόλης φαίνονται στο Σχήμα 7.

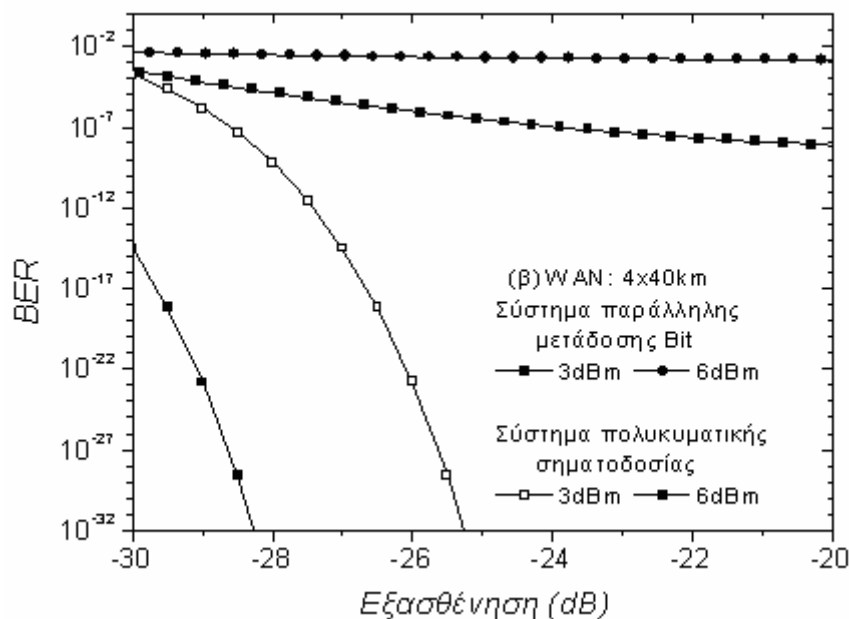




Σχήμα 7. Η απόδοση του συστήματος παράλληλης μετάδοσης bit (Bit Parallel) και του συστήματος πολυκυματικής σηματοδότησης (Multiwavelength) για μητροπολιτικό δίκτυο (MAN). Η Πιθανότητα σφάλματος (BER) έχει μετρηθεί για διαφορετικές μέσες ισχύς εκπομπής ανά κανάλι (a)-(b) και για διαφορετικές εξασθενήσεις (Attenuation) πριν το δέκτη.

Τα αποτελέσματα για το δίκτυο ευρείας περιοχής φαίνονται στο Σχήμα 8.





Σχήμα 8. Η απόδοση του συστήματος παράλληλης μετάδοσης bit (Bit Parallel) και του συστήματος πολυκυματικής σηματοδότησης (Multiwavelength) για δίκτυο ευρείας περιοχής (WAN). Η πιθανότητα σφάλματος (BER) έχει μετρηθεί για διαφορετικές μέσες ισχύς εκπομπής ανά κανάλι (a)-(b) και για διαφορετικές εξασθενήσεις (Attenuation) πριν το δέκτη.

3.3 Συμπεράσματα

Από τα προηγούμενα σχήματα βλέπουμε ότι το σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης έχει περίπου την ίδια απόδοση με το σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit, όταν μιλάμε για χαμηλές ισχύς εκπομπής ανά κανάλι (-3dBm, 0dBm) και στην περίπτωση του μητροπολιτικού δικτύου αλλά και στην περίπτωση του δικτύου ευρείας περιοχής. Αυτό συμβαίνει, παρότι το σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης έχει αρκετά αυξημένο ρυθμό μετάδοσης (10Gb/s) σε σχέση με το σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit που είναι μόλις 2.5Gb/s. Αυτό οφείλεται στην καθετότητα (βλέπε Κεφάλαιο 4) που έχουν τα σύμβολα του συστήματος αυτού μεταξύ τους και η οποία από μόνη της αποτελεί μια πολύ ισχυρή κωδικοποίηση. Όταν όμως η ισχύς ανά κανάλι αυξάνεται (+3dBm, +6dBm), τότε το σύστημα πολυκυματικής σηματοδότησης έχει σαφή υπεροχή. Αυτό συμβαίνει για λόγους που

έχουν να κάνουν με τον τρόπο μετάδοσης των καναλιών από το κάθε σύστημα. Έτσι παρατηρούμε ότι το σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit, εμφανίζει κάποιο κάτω όριο στην πιθανότητα σφάλματος, όσο μεγάλη και αν είναι η ισχύς που προσπίπτει στον δέκτη. Βέβαια αυτό το κάτω όριο δεν αποτελεί πάντοτε πρόβλημα για την λειτουργία του συστήματος, ειδικά όταν βρίσκεται σε αρκετά μικρές πιθανότητες σφάλματος ($\approx 10^{-12}$). Το κάτω όριο αυτό εμφανίζεται λόγω της επίδρασης των μη γραμμικοτήτων στο συγκεκριμένο σύστημα, αλλά και λόγω του κορεσμού των οπτικών ενισχυτών, η οποία δίνει λιγότερη ισχύ ανά κανάλι (οι ενισχυτές πρέπει να μοιράσουν τη μέγιστη επιτρεπόμενη ισχύ τους σε όλα τα κανάλια που αποτελούν το σύστημα). Κάτι τέτοιο όμως δεν συμβαίνει στο σύστημα πολυκυματικής σηματοδοσίας μιας και εκεί κάθε χρονική στιγμή εκπέμπεται μόνο ένα μήκος κύματος το οποίο και ενισχύεται όσο χρειάζεται για να καλύψει τις απώλειες του από τα τμήματα ίνας που έχει περάσει. Όσο αναφορά τις μη γραμμικότητες το σύστημα πολυκυματικής σηματοδοσίας δεν επηρεάζεται σχεδόν καθόλου από αυτές. Το ότι υπάρχει μόνο ένα μήκος κύματος κάθε χρονική στιγμή στην ίνα, επιτρέπει στο σύστημα να λειτουργεί χωρίς φαινόμενα όπως η μίξη τεσσάρων φωτονίων, ετεροδιαμόρφωση φάσης και εξαναγκασμένος σκεδασμός Raman. Το μόνο από τα μη γραμμικά φαινόμενα που μπορούν να επηρεάσουν το σύστημά μας είναι η αυτοδιαμόρφωση φάσης την οποία όμως δεν μελετάμε στη συγκεκριμένη περίπτωση. Για το λόγο αυτό και το σύστημα πολυκυματικής σηματοδοσίας δεν παρουσιάζει κάτω όριο ως προς την πιθανότητα σφάλματος, όπως συμβαίνει με το σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit, αφού τα μη γραμμικά φαινόμενα δεν αποτελούν περιοριστικό παράγοντα στη μετάδοσή του. Αυτό γίνεται φανερό ιδιαίτερα στην περίπτωση του δικτύου ευρείας περιοχής, όπου λόγω της μεγάλης απόστασης τα μη γραμμικά φαινόμενα είναι πιο έντονα και δημιουργούν έντονο κάτω όριο στο σύστημα της παράλληλης μετάδοσης bit.

4. Παράρτημα Α

4.1 Μοντελοποίηση μη γραμμικών φαινομένων στην οπτική ίνα

Είναι γνωστό ότι η απόκριση οποιουδήποτε διηλεκτρικού στο φως γίνεται μη γραμμική όταν το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο έχει μεγάλη ένταση. Φυσικά και οι οπτικές ίνες σαν διηλεκτρικό, δεν αποτελούν εξαίρεση σε αυτό τον κανόνα. Το υλικό βέβαια από το οποίο κατασκευάζονται οι οπτικές ίνες δεν είναι ένα ισχυρό μη γραμμικό υλικό (η τιμή του μη γραμμικού δείκτη n_2 είναι της τάξης του $2.2-3.4 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$), αλλά ο συνδυασμός της μικρής διατομής στην οποία προσπίπτει το φως και του συνήθως μεγάλου μήκους της ίνας συντείνει στο να εμφανίζονται τέτοιου είδους φαινόμενα. Τα μη γραμμικά φαινόμενα εξαρτώνται κυρίως από την ισχύ του σήματος μέσα στην ίνα, αλλά και το ρυθμό μετάδοσης. Εκτός των δυο αυτών παραγόντων τα μη γραμμικά φαινόμενα χρειάζονται και ένα ελάχιστο μήκος μετάδοσης έτσι ώστε η επίδρασή τους στο σήμα να γίνει σημαντική.

Τα πιο σημαντικά μη γραμμικά φαινόμενα που περιγράφουμε στο Παράρτημα αυτό είναι τα ακόλουθα: Μίξη τεσσάρων φωτονίων (**Four Wave Mixing, FWM**), Εξαναγκασμένος σκεδασμός Raman (**Stimulated Raman Scattering, SRS**), Ετεροδιαμόρφωση φάσης (**Cross Phase Modulation, XPM**). Η μελέτη των φαινομένων και η επίδρασή τους στο σύστημα γίνεται μέσω του παράγοντα ποιότητας Q του σήματος. Έτσι για κάθε μια από τις προαναφερθείσες μη γραμμικότητες, χρησιμοποιώντας ήδη γνωστά μοντέλα, εξάγουμε μια τυπική απόκλιση αντίστοιχη με την τυπική απόκλιση του θορύβου κατά τον υπολογισμό του Q-Factor. Η τυπική απόκλιση εισάγεται στον παράγοντα Q και περιορίζει την τιμή του όπως συμβαίνει και με τους υπόλοιπους θορύβους του συστήματος. Αναλυτική η μεθοδολογία που ακολουθούμε θα φανεί στις επόμενες παραγράφους. Στη συνέχεια θα έχουμε μια σύντομη περιγραφή της κάθε μη γραμμικότητας που μελετάμε και της επίδρασης τους στο σύστημα.

4.2 Μίξη τεσσάρων φωτονίων

4.2.1 Θεωρία

Αν τρία οπτικά πεδία με συχνότητες ω_i , ω_j και ω_k , διαδίδονται ταυτόχρονα μέσα σε μια οπτική ίνα, τότε δημιουργείται και ένα τέταρτο πεδίο σε συχνότητα ω_{ijk} η οποία εξαρτάται από τις τρεις προηγούμενες μέσω της σχέσης: $\omega_{ijk} = \omega_i + \omega_j - \omega_k$ με $i, j \neq k$. Όπως καταλαβαίνουμε το φαινόμενο αυτό δεν εμφανίζεται σε συστήματα με ένα μόνο μήκος κύματος, αλλά όταν συνυπάρχουν ταυτόχρονα περισσότερα από δύο μήκη κύματος μέσα στην ίνα. Πολλά από τα νέα πεδία που δημιουργούνται, λόγω μίξης τεσσάρων φωτονίων, συμπίπτουν με πεδία σε συχνότητες που ήδη υπάρχουν στο σύστημα μας. Τότε δημιουργείται παρεμβολή μεταξύ τους η οποία μειώνει την απόδοση. Τα πεδία που δημιουργούνται σε συχνότητες διαφορετικές από τις ήδη υπάρχουσες, τις περισσότερες φορές είναι εύκολο να απομακρυνθούν με τη χρήση οπτικών φίλτρων. Θα μελετήσουμε την επίδραση του φαινομένου σε συστήματα πολυπλεξίας μήκους κύματος WDM και πως αυτό επηρεάζει τα κανάλια που το αποτελούν.

4.2.2 Το μοντέλο της μίξης τεσσάρων φωτονίων

Έστω ότι έχουμε ένα σύστημα πολυπλεξίας μήκους κύματος, N καναλιών, που αποτελείται από S τμήματα (**spans**). Το κάθε τμήμα αποτελείται από συνδυασμό SMF και DCF για την αντιμετώπιση της διασποράς. Η ισχύς του πεδίου που δημιουργείται λόγω μίξης τεσσάρων φωτονίων, επάνω σε ένα από τα N κανάλια ενός συστήματος μας, δίνεται από τον ακόλουθο τύπο ([Inoue94]):

$$P_n = \frac{2}{9} (\gamma_1)^2 e^{-(\alpha_1 L_1 + \alpha_2 L_2)} \sum_{f_n = f_i + f_j - f_k} P_i P_j P_k P_{ij} \eta_{ijk} d_{ijk}^2 \frac{\sin^2 \left[S (\Delta\beta_{ijk}^{(1)}(\lambda_n) L_1 + \Delta\beta_{ijk}^{(2)}(\lambda_n) L_2) / 2 \right]}{\sin^2 \left[(\Delta\beta_{ijk}^{(1)}(\lambda_n) L_1 + \Delta\beta_{ijk}^{(2)}(\lambda_n) L_2) / 2 \right]} \quad (\text{A.1})$$

όπου P_i , P_j και P_k είναι η ισχύς των καναλιών i, j, k του συστήματος με συχνότητες f_i , f_j και f_k αντίστοιχα, $\gamma_1 = \frac{2\pi n_2}{\lambda A_e}$ (με n_2 τον δείκτη διάθλασης, A_e την ενεργό

διατομή της ίνας και λ το μήκος κύματος) είναι ο μη γραμμικός παράγοντας της

SMF, d_{ijk} είναι ο παράγοντας εκφυλισμού και παίρνει τις τιμές 3 όταν $i=j$ και 6 όταν ($i \neq j$), L_1 , a_1 είναι το μήκος κύματος και η απόσβεση της SMF, ενώ L_2 , a_2 είναι το μήκος κύματος και η απόσβεση της DCF. Το n_{ijk} είναι ο παράγοντας απόδοσης του FWM, και δίνεται από τον τύπο ([Zeiler96]):

$$\eta_{ijk} = \left| \frac{1 - e^{-(\alpha_1 - j\Delta\beta_{ijk}^{(1)})L_1}}{\alpha_1 - j\Delta\beta_{ijk}^{(1)}} + e^{-(\alpha_1 - j\Delta\beta_{ijk}^{(1)})L_1} \frac{1 - e^{-(\alpha_2 - j\Delta\beta_{ijk}^{(2)})L_2}}{\alpha_2 - j\Delta\beta_{ijk}^{(2)}} \right|^2 \quad (\text{A.2})$$

όπου $\Delta\beta_{ijk}^{(1)}$ είναι η ασυμφωνία φάσης του κομματιού της SMF και δίνεται από τον τύπο: $\Delta\beta_{ijk} = \beta_{ijk} + \beta_k - \beta_j - \beta_i$ των φορέων. Το ίδιο ισχύει και για το $\Delta\beta_{ijk}^{(2)}$ αλλά για τη DCF αυτή τη φορά. Το $\Delta\beta_{ijk}^{(m)}$ με $m=1,2$ δίνεται από τον ακόλουθο τύπο ([Inoue94]):

$$\Delta\beta_{ijk}^{(m)}(\lambda_n) = \frac{2\pi\lambda_n^2}{c} (f_i - f_k)(f_j - f_k) \left\{ D^{(m)}(\lambda_n) + \frac{\lambda_n^2}{2c} \frac{dD^{(m)}(\lambda)}{d\lambda} \Big|_{\lambda=\lambda_n} [(f_i - f_n) + (f_j - f_n)] \right\}$$

όπου $D^{(m)}(\lambda_n)$ και $\frac{dD^{(m)}(\lambda)}{d\lambda} \Big|_{\lambda=\lambda_n}$ είναι η διασπορά και η κλίση της διασποράς της SMF και DCF ($m=1,2$) για το κανάλι n του συστήματος μας, ενώ $f_n = \frac{c}{\lambda_n}$ είναι η συχνότητα του παρατηρούμενου καναλιού μας. Η τιμή του παράγοντα p_{ij} είναι 1/4 όταν $i=j$ (αλληλεπιδρούν δυο κανάλια) και 1/8 όταν $i \neq j$ (αλληλεπιδρούν τρία κανάλια).

Η τυπική απόκλιση της ισχύος που προκαλεί η Μίξη τεσσάρων φωτονίων στο μετρούμενο κανάλι i δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$\sigma_i = P_i \frac{2}{9} (\gamma_1)^2 e^{-(\alpha_1 L_1 + \alpha_2 L_2)} \sum_{f_n = f_i + f_j - f_k} P_i P_j P_k p_{ij} \eta_{ijk} d_{ijk}^2 \frac{\sin^2 [S(\Delta\beta_{ijk}^{(1)}(\lambda_n)L_1 + \Delta\beta_{ijk}^{(2)}(\lambda_n)L_2)/2]}{\sin^2 [(\Delta\beta_{ijk}^{(1)}(\lambda_n)L_1 + \Delta\beta_{ijk}^{(2)}(\lambda_n)L_2)/2]} \quad (\text{A.3})$$

4.3 Ετεροδιαμόρφωση φάσης

4.3.1 Θεωρία

Όπως είπαμε και στη μίξη τεσσάρων φωτονίων, όταν δυο ή περισσότερα μήκη κύματος διαδίδονται ταυτόχρονα μέσα σε μια ίνα, τότε αυτά αλληλεπιδρούν μη γραμμικά μεταξύ τους. Ένα άλλο μη γραμμικό φαινόμενο που εμφανίζεται είναι η ετεροδιαμόρφωση φάσης. Στην περίπτωση αυτή η φάση ενός πεδίου διαμορφώνεται από την αλλαγή του δείκτη διάθλασης της ίνας. Η αλλαγή αυτή του δείκτη διάθλασης οφείλεται στην εξάρτηση του από την ισχύ των άλλων πεδίων που διαδίδονται μέσα στην ίνα. Με άλλα λόγια τα πεδία των σημάτων (**pump channels**) που διαδίδονται μέσα στην ίνα διαμορφώνουν το δείκτη διάθλασης ο οποίος με την σειρά του διαμορφώνει τη φάση του παρατηρούμενου από εμάς πεδίου (**probe channel**). Για το λόγο αυτό, το φαινόμενο ονομάζεται ετεροδιαμόρφωση φάσης. Το XPM είναι υπεύθυνο για υποβάθμιση της ποιότητας του σήματος και αστάθεια της πόλωσής του.

4.3.2 Το μοντέλο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης

Για τον υπολογισμό του XPM, χρησιμοποιήσαμε τα μοντέλα που παρουσιάζονται στα ([Cartaxo99], [Eiselt99]). Σύμφωνα με το μοντέλο που παρουσιάζεται εκεί, το XPM αντιμετωπίζεται σαν όρος θορύβου και προστίθεται σε κάθε εκπεμπόμενο άσσο από το σύστημά μας. Η διακύμανση θορύβου που αντιστοιχεί σε αυτό το φαινόμενο υπολογίζεται και χρησιμοποιείται στον υπολογισμό του Q-factor του συστήματος μας.

Η διακύμανση θορύβου μετά από S διαδοχικά spans με χρήση ίνας αντιστάθμισης της διασποράς (όπως στο FWM), δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$\sigma_{XPM}^2(n) = \sum_{k \neq n} R^2 \int_{-\infty}^{+\infty} \left| \frac{S \cdot P_n \cdot P_k(\omega) \cdot \gamma_n \cdot D_n \omega^2 \lambda_n^2}{\pi c (a_1 - j\omega d_{k,n}^{(1)})^2} \right|^2 \cdot |H_{elec}(\omega)|^2 d\omega \quad (A.4)$$

όπου το R αντιπροσωπεύει την αποκρισιμότητα του δέκτη και H_{elec} είναι η συνάρτηση μεταφοράς του ηλεκτρικού του φίλτρου, $P_n, P_k(\omega)$ είναι η μέση ισχύς

και η φασματική ισχύς του probe καναλιού και του παρεμβάλλοντος καναλιού αντίστοιχα (pump). Ακόμα τα D_n , γ_n , a_1 δηλώνουν τη διασπορά, το μη γραμμικό παράγοντα και την εξασθένηση της SMF στο μήκος κύματος λ_n . Τέλος το $d_{k,n}^i = \int_{\lambda_n}^{\lambda_k} D(\lambda) d\lambda$ αποτελεί τον παράγοντα walk-off ανάμεσα στο probe μήκος κύματος λ_n και το παρεμβάλλον μήκος κύματος λ_k , ενώ το i παίρνει τιμές 1, 2 (το 1 αντιστοιχεί στην SMF ενώ το 2 στην DCF).

4.4 Εξαναγκασμένος σκεδασμός Ramman

4.4.1 Θεωρία

Ο εξαναγκασμένος σκεδασμός Ramman (SRS) παρατηρήθηκε για πρώτη φορά το 1962. Τότε βρέθηκε ότι για αρκετά ισχυρό κανάλι άντλησης (**pump channel**), ένα νέο φαινόμενο εμφανίζεται, στο οποίο το κύμα Stoke αυξάνεται με πολύ γρήγορο ρυθμό μέσα στην ίνα και η περισσότερη από την ενέργεια των pump κυμάτων εμφανίζεται σε αυτό. Το SRS είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθεί είτε με ευεργετικό τρόπο στο διαδιδόμενο σήμα, είτε με καταστροφικό. Ευεργετικά δρα όταν μετατρέπει την οπτική ίνα σε ευροζωνικό Ramman ενισχυτή η μεταβλητό Ramman Laser. Αλλά μπορεί να δράσει και καταστροφικά όταν μειώνει αρκετά την απόδοση πολυκυματικών συστημάτων μεταφέροντας ενέργεια από ένα κανάλι στα γειτονικά του κανάλια. Συνήθως όμως μετατρέπει ένα μικρό ποσοστό από την προσπίπτουσα ισχύ (τυπική τιμή 10^{-6}) ενός κύματος σε κάποιο άλλο κύμα με διαφορετική συχνότητα που διαδίδεται μέσα στην ίνα.

4.4.2 Το μοντέλο της εξαναγκασμένης σκέδασης Raman

Η μελέτη του φαινομένου γίνεται σύμφωνα με το μοντέλο που παρουσιάζεται στα [Christodoulides96], [Djordjevic03]. Σε αυτό το μοντέλο η επίδραση του SRS ποσοτικοποιείται με τη χρήση της μέσης τιμής και της στατιστικής διακύμανσης. Έτσι αν θεωρήσουμε ότι εκπέμπουμε N μήκη κύματος με την ίδια ισχύ εκπομπής, τότε η μέση μείωση ισχύος στο τέλος του S span, για ένα τυχαίο n κανάλι δίνεται από τον τύπο:

$$\mu_D(n) = \frac{S}{2} \left\{ 1 - N \exp \left[-\frac{\Delta f N P_n}{2} \frac{g'_1 L_{e1}}{2 A_{e1}} (N+1-2n) \right] \frac{\sinh \left(\frac{\Delta f N P_n}{2} \frac{g'_1 L_{e1}}{2 A_{e1}} \right)}{\sinh \left(\frac{\Delta f N^2 P_n}{2} \frac{g'_1 L_{e1}}{2 A_{e1}} \right)} \right\} \quad (\text{A.5})$$

Οι παράμετροι A_{e1} , L_{e1} , g'_1 , είναι η ενεργός διατομή, το ενεργό μήκος και η κλίση της απολαβής Raman αντίστοιχα.

Θεωρώντας ότι τα κανάλια του συστήματος μας είναι στατιστικά ανεξάρτητα, η συνολική διακύμανση της SRS διαφωνίας για το n-οστό μήκος κύματος είναι:

$$\sigma_{SRS}^2(n) = \sum_{k=1, k \neq n}^N \sigma_k^2(n) = \frac{1}{2\pi} \sum_{k=1, k \neq n}^N R^2 \left(\int_{-\infty}^{+\infty} |Q_{k,n}(\omega)|^2 \left| \frac{\sin[S(d_{k,n}^{(1)} L_1 + d_{k,n}^{(2)} L_2)\omega/2]}{\sin[(d_{k,n}^{(1)} L_1 + d_{k,n}^{(2)} L_2)\omega/2]} \right|^2 d\omega \right) \quad (\text{A.6})$$

όπου

$$|Q_{k,n}(\omega)|^2 = |P_k(\omega)|^2 \left| K_1(k,n) \frac{1 - \exp[-(a_1 - j d_{k,n}^{(1)} \omega) L_1]}{a_1 - j d_{k,n}^{(1)} \omega} \right|^2, \quad K_1(k,n) = \frac{g'_1(k-n)\Delta f}{2A_{e1}} \quad (\text{A.7})$$

με Δf το διαχωρισμό καναλιών στο πεδίο της συχνότητας, ενώ για το $d_{k,n}^i$ ισχύουν αυτά που έχουμε πει στην Παράγραφο 4.3. Με το προηγούμενο μοντέλο μπορούμε να υπολογίσουμε την επίδραση του εξαναγκασμένου σκεδασμού Raman, στον υπολογισμό του παράγοντα Q ενός συστήματος, όπως θα δούμε και στην επόμενη παράγραφο.

4.5 Υπολογισμός παράγοντα Q σε συστήματα με μη γραμμικότητες

Όπως έχουμε πει και προηγουμένως στις τηλεπικοινωνίες για να μπορέσουμε να ποσοτικοποιήσουμε την απόδοση ενός συστήματος συνήθως χρησιμοποιείται μια συνάρτηση η οποία ονομάζεται παράγοντας Q (Q-Factor). Ανάλογα με τη τιμή της συνάρτησης αυτή είμαστε σε θέση να καθορίσουμε αν μια τηλεπικοινωνιακή

σύνδεση είναι εφικτή αλλά και πόσο αξιόπιστη στη λήψη δεδομένων θα είναι. Συνήθως ορίζεται όταν οι θόρυβοι που επηρεάζουν την ποιότητα του σήματος μας, έχουν Gaussian κατανομή. Και στην περίπτωση των μη γραμμικοτήτων θεωρούμε ότι τα φαινόμενα που μελετάμε είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους (αγνοούμε όρους αλληλεπίδρασης), ενώ η κατανομή τους είναι Gaussian. Σύμφωνα με αυτές τις υποθέσεις ο παράγοντας Q έχει τιμή:

$$Q \approx \frac{R \cdot (1 - \mu_D(n)) \cdot (P_1(n) - P_0(n))}{\sigma_1(n) + \sigma_0(n)} \quad (\text{A.8})$$

όπου $P_i(n)$ (με $i=0,1$ να δηλώνει τον μηδέν και τον άσσο του συστήματος μας αντίστοιχα), είναι η ισχύς του σήματος του n-οστού καναλιού, ενώ $\sigma_0(n)$, $\sigma_1(n)$ είναι οι διακυμάνσεις θορύβου για το μηδέν και τον άσσο. Οι διακυμάνσεις αυτές ορίζονται ως εξής:

$$\sigma_i(n) = \sqrt{\sigma_{rec,i}^2(n) + \sigma_{ASE,i}^2(n) + \sigma_{XPM,i}^2(n) + \sigma_{FWM,i}^2(n) + \sigma_{SRS,i}^2(n)} \quad (\text{A.9})$$

με $\sigma_{rec,i}^2$ τη διακύμανση του θορύβου που εισάγει ο δέκτης του συστήματος (θερμικός θόρυβος και θόρυβος βολής), $\sigma_{ASE,i}^2(n)$ ο θόρυβος ASE των οπτικών ενισχυτών του συστήματος, ενώ τα $\sigma_{XPM,i}^2(n)$, $\sigma_{FWM,i}^2(n)$, $\sigma_{SRS,i}^2(n)$ αναπαριστούν τις διακυμάνσεις που εισάγουν τα μη γραμμικά φαινόμενα που περιγράψαμε στις προηγούμενες παραγράφους και δίνονται από τους τύπους (A.3), (A.4), (A.6).

5. Βιβλιογραφία

[Agrawal97] G. P. Agrawal, "Fiber-optic communication systems", John Wiley & sons, INC, 1997, Second edition.

[Cartaxo99] A.V.T. Cartaxo, "Cross-Phase modulation in intensity modulation-direct detection WDM systems with multiple optical amplifiers and dispersion compensators", IEEE Journal of Lighthwave Technology, vol.17, pp.178-190, February 1999.

[Christodoulides96] D.N. Christodoulides, "Evolution of stimulated Raman crosstalk in wavelength division multiplexed systems", IEEE Photonics Technology Letters, vol.8, pp.1722-1724, December 1996.

[Djordjevic03] I.B. Djordjevic, A. Stavdas, "Analytical modeling of stimulated Raman scattering in WDM systems with dispersion compensated links", Journal of Optical Communications vol.24, n.2, pp.54-60, 2003.

[Eiselt99] M. Eiselt, M. Shtaif, L.D. Garrett, "Contribution of timing jitter and amplitude distortion to XPM system penalty in WDM systems", IEEE Photonics Technology Letters, vol.11, pp. 748-750, June 1999.

[Inoue94] K. Inoue, "Crosstalk and P-o-WDM penalty due to fiber four wave mixing in multichannel transmissions", IEEE, Journal of Lighthwave Technology, vol.14, pp.1423-1438, August 1994.

[Marcusse90] D. Marcusse, "Derivation of analytical expressions for the bit-error probability in lightwave systems with optical amplifiers", IEEE Journal of Lighthwave Technology vol.8, pp. 1816-1823, December 1990.

[Shao94] S.K. Shao, M.S. Kao, "WDM coding for high-capacity lighthwave systems", IEEE Journal of lightwave Technology, vol.12, pp. 137-148, January 1994.

[Skoufis03] Skoufis C, Sygletos S, N. Leligou, C. Matrakidis, I. Pountourakis, A.Stavdas, "Data-Centric Networking Using Multi-Wavelength Headers/Labels in Packet-over-WDM Networks: A comparative study". IEEE Journal of Lightwave Technology Vol.21 (10), pp. 2110-2122, October 2003.

[Stavdas01] A.Stavdas, Skoufis C, Angelopoulos I, Stassinopoulos G, Pountourakis I, "On Multi- λ Packet Labelling for Metropolitan and Wide-Area Optical Networks", Photonic Network Communications, Vol. 3 (1/2), pp. 131-145, January/June 2001.

[Zeiler96] W. Zeiler, F. Di Pasquale, P. Bayvel, J.E. Midwinter, "Modeling of four wavemixing and gain peaking in amplified WDM optical communication systems and networks", IEEE Journal of Lighthwave Technology, vol.14, pp.1933-1942, September 1996.

Κεφάλαιο 7: Συμπεράσματα

Στη συγκεκριμένη διδακτορική διατριβή μελετήσαμε δυο σημαντικά προβλήματα των οπτικών δικτύων μεταγωγής πακέτου. Το πρώτο πρόβλημα έχει να κάνει με την αρχιτεκτονική των κόμβων του δικτύου και το δεύτερο με την επικεφαλίδα των οπτικών πακέτων.

Συγκεκριμένα μελετήσαμε δυο αρχιτεκτονικές οπτικών κόμβων οι οποίες μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε Μητροπολιτικά δίκτυα με τοπολογία δακτυλίου, χωρίς χρήση οπτική μνήμης (**optical buffers**). Η πρώτη αρχιτεκτονική (Τύπος I), είναι η πιο απλή αρχιτεκτονική που μπορούμε να υλοποιήσουμε, αφού περιέχει μόνο τα απαραίτητα εξαρτήματα για να μπορεί να διαβάζει τα εισερχόμενα πακέτα και να προσθέτει τα εξερχόμενα στο δίκτυο. Η δεύτερη αρχιτεκτονική είναι αρκετά πιο πολύπλοκη και μπορεί να εκτελεί πρόσθετες λειτουργίες όπως τη διαγραφή των ήδη αναγνωσθέντων από το κόμβο πακέτων. Οι δύο αυτές αρχιτεκτονικές μελετήθηκαν ως προς τη φυσική τους απόδοση μέσα στο δίκτυο όταν βρίσκονται στις ίδιες συνθήκες καθώς και το βαθμό επεκτασιμότητας που προσφέρουν. Χρησιμοποιώντας προσέγγιση σε στάδια, μελετήσαμε τις αρχιτεκτονικές αυτές, όταν αυτές βρίσκονται σε ιδανικές συνθήκες (χωρίς θόρυβο στο δίκτυο, ιδανικοί ενισχυτές) και όταν βρίσκονται σε πιο ρεαλιστικές συνθήκες (θόρυβος, μη γραμμικά φαινόμενα, ενισχυτές μη ιδανικοί με διακύμανση του προφίλ ενίσχυσης) και υπολογίσαμε το μέγιστο αριθμό κόμβων που μπορούμε να έχουμε στο δίκτυο σε κάθε περίπτωση. Από τα αποτελέσματα προέκυψε ότι όταν χρησιμοποιήσουμε συσκευές με ιδανικά χαρακτηριστικά η χωρητικότητα των 320Gb/s μας επιτρέπει να παραθέσουμε τουλάχιστον 16 κόμβους σε σειρά και για τις δυο αρχιτεκτονικές. Αναλυτικά για τους δυο τύπους δικτύων έχουμε τα ακόλουθα συμπεράσματα:

Το δίκτυο Τύπου I έχει πολύ καλή απόδοση όταν θεωρήσουμε ιδανικούς ενισχυτές με επίπεδο προφίλ ενίσχυσης και ένα ενισχυτή ανά κόμβο. Η μόνη δυσκολία που παρουσιάζει αυτή η αρχιτεκτονική είναι η εύρεση της βέλτιστης ισχύος ανά κανάλι μιας και αυτή πρέπει να είναι αρκετά υψηλότερη από την ευαισθησία του δέκτη αλλά ταυτόχρονα να μην είναι τόσο υψηλή που να δημιουργεί προβλήματα στο σήμα λόγω μη γραμμικότητας από την ίνα. Για τον

ίδιο τύπο δικτύου όταν επιλέξουμε να χρησιμοποιήσουμε ένα ενισχυτή Ερβίου ανά δυο κόμβους, δεν μπορούμε να έχουμε περισσότερους από 13 κόμβους σε σειρά, εκτός αν μειώσουμε τη χωρητικότητα του δικτύου.

Όσο αναφορά το δίκτυο Τύπου II, η τεχνολογία των οπτικών του κόμβου είναι πιο εξελιγμένη και αυτό επιδρά στην απόδοση του κόμβου. Έτσι εμφανίζεται πιο ανεκτικό σε διάφορους παράγοντες που λογικά θα μείωναν την απόδοσή του, όπως μη επίπεδο προφίλ ενίσχυσης από τους ενισχυτές Ερβίου και μη γραμμικά φαινόμενα. Αυτό γίνεται λόγω της αρχιτεκτονικής του συγκεκριμένου δικτύου, όπου η συνολική ενίσχυση μοιράζεται ανάμεσα στους ενισχυτές Ερβίου και τους ημιαγωγικούς ενισχυτές SOA, οι οποίοι έχουν τη δυνατότητα να αντισταθμίζουν την διακύμανση της ενίσχυσης που εισάγουν οι τελευταίοι. Ο κύριος περιοριστικός παράγοντας αυτού του δικτύου είναι η τοποθέτηση σε σειρά των οπτικών φίλτρων τα οποία σχετίζονται με την επιλογή μήκους κύματος, καθώς και η άθροιση θορύβου στο σήμα. Αυτά μπορούν να αντιμετωπιστούν με χρήση ενισχυτών χαμηλού θορύβου (δείκτης θορύβου 5.5dB), προσεκτική σχεδίαση των ισχύων εισόδου του SOA και χρήση πολύ επιπέδων οπτικών φίλτρων στους επιλογείς μήκους κύματος. Τέλος για την αρχιτεκτονική αυτή η εξομοίωση έδειξε ότι δεν είναι εφικτή μια λύση όπου θα χρησιμοποιούσαμε έναν ενισχυτή ανά δυο κόμβους και έτσι θα μειώναμε το συνολικό κόστος του δικτύου.

Τέλος θα μπορούσαμε να πούμε ότι αν και το δίκτυο με αρχιτεκτονική Τύπου I είναι η πιο απλή και πιο φτηνή αρχιτεκτονική οπτικού κόμβου που θα μπορούσαμε να έχουμε, έχει κάποιους περιορισμούς ως προς την απόδοση ειδικά στην περίπτωση που θα χρησιμοποιήσουμε ρεαλιστικά χαρακτηριστικά στις συσκευές του δικτύου. Εκεί η αρχιτεκτονική Τύπου II υπερτερεί σαφώς ως προς την απόδοση και τον αριθμό των κόμβων που μπορούν να τοποθετηθούν σε σειρά, χωρίς βέβαια αυτό να σημαίνει ότι και η αρχιτεκτονική Τύπου I δεν έχει και σε αυτή την περίπτωση αποδεκτά αποτελέσματα.

Στο δεύτερο μέρος της διδακτορικής διατριβής μελετήσαμε μια διαφορετική διαμόρφωση επικεφαλίδας των οπτικών πακέτων. Στην περίπτωση αυτή χρησιμοποιούμε ένα σύνολο από προκαθορισμένα μήκη κύματος από τα

οποία εκπέμπουμε ένα σε κάθε χρονοθυρίδα, ενώ τα υπόλοιπα μήκη κύματος δεν εκπέμπουν. Ένα σύνολο από τέτοιες χρονοθυρίδες αποτελούν την επικεφαλίδα των οπτικών πακέτων. Με τον τρόπο αυτό δημιουργείται ένα σύνολο από ορθογώνια σύμβολα τα οποία βελτιώνουν κατά πολύ την πιθανότητα σφάλματος της επικεφαλίδας. Επιπλέον λόγω της Μιαδικής λογικής της επικεφαλίδας μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε αρκετά μικρότερο ρυθμό μετάδοσης χωρίς όμως να μειώνεται η ποσότητα πληροφορίας που εκπέμπουμε, με τίμημα το μεγαλύτερο εύρος ζώνης που απαιτείται. Στη μελέτη αυτή προτείνεται η μορφή που πρέπει να έχει ο πομπός και ο δέκτης του συστήματος μας και η οποία είναι διαφορετική από αυτή του κλασικού δυαδικού συστήματος που συνήθως χρησιμοποιείται. Ακόμα υπολογίζεται η πιθανότητα σφάλματος για την επικεφαλίδα σε συνάρτηση με τον αριθμό μηκών κύματος που χρησιμοποιούμε και το σηματοθορυβικό λόγο.

Ακολούθως μελετάμε το πρόβλημα της διασποράς και πως αυτό επηρεάζει την πολυκυματική επικεφαλίδα. Προτείνεται η χρήση ίνας αντιστάθμισης της διασποράς (DCF) και γίνονται αναλυτικοί υπολογισμοί αλλά και εξομοιώσεις για την επίδρασή της. Αποδεικνύεται ότι η χρήση κατάλληλου μήκους DCF έχει διπλό ρόλο στην πολυκυματική επικεφαλίδα. Επαναφέρει στο δέκτη τα μήκη κύματος που την αποτελούν στην ακολουθία που έχουν εκπεμφθεί αρχικά στον πομπό, αλλά ταυτόχρονα δεν επιτρέπει η χρονική διαπλάτυνση των παλμών που «φέρουν» αυτά τα μήκη κύματος, να ξεπεράσει το επιτρεπτό για τη μετάδοση τους όριο.

Τέλος γίνεται μια συγκριτική μελέτη του συστήματος μετάδοσης με άλλα ήδη υπάρχοντα συστήματα μετάδοσης, όπως είναι το κλασσικό δυαδικό σύστημα αλλά και το σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit με ή χωρίς κωδικοποίηση. Τα συστήματα αυτά εξετάζονται, έχοντας σαν συνθήκη να έχουν την ίδια ποσότητα πληροφορίας κατά τη μετάδοσή τους. Από τη μελέτη αυτή προκύπτει ότι το σύστημα πολυκυματικής πολυπλεξίας έχει σαφώς καλύτερη απόδοση από το κλασσικό δυαδικό σύστημα ενώ συναγωνίζεται το σύστημα παράλληλης μετάδοσης bit. Το μεγάλο πλεονέκτημα του πολυκυματικού συστήματος είναι ότι λόγω της ορθογωνιότητας των συμβόλων του δεν χρειάζεται να εισάγουμε κάποιο είδους κώδικα για να βελτιώσουμε την απόδοσή του.

Μελλοντική εργασία

Στην περίπτωση της πολυκυματικής επικεφαλίδας, το μεγαλύτερο μειονέκτημά της είναι η χρήση μεγάλου εύρους ζώνης που απαιτείται για τη μετάδοσή της. Μια λύση σε αυτό το πρόβλημα θα μπορούσε να είναι η χρήση μηκών κύματος πολύ μικρού εύρους ζώνης ή χρήση υποφερουσών συχνοτήτων. Στην περίπτωση των μηκών κύματος με πολύ μικρό εύρος ζώνης (της τάξης των λίγων GHz) θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν ειδικοί πολυπλέκτες/αποπολυπλέκτες, για την εισαγωγή-εξαγωγή του σήματος από την οπτική ίνα, οι οποίοι θα λειτουργούν παράλληλα με τους πολυπλέκτες που χρησιμοποιούνται για τα υπόλοιπα μήκη κύματος του δικτύου. Στην περίπτωση αυτή η επίδραση της διασποράς θα είναι ακόμα μικρότερη από αυτή που υπολογίσαμε στο Κεφάλαιο 5. Φυσικά όμως ο ρυθμός μετάδοσης του κάθε μήκους κύματος που αποτελεί την επικεφαλίδα θα είναι μειωμένος λόγω του μικρού εύρους ζώνης που θα καταλαμβάνει.

Στην περίπτωση των υποφερουσών συχνοτήτων αντί για μήκη κύματος ($\lambda_1, \dots, \lambda_n$) μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε υποφέρουσες συχνότητες (f_1, \dots, f_n) γύρω από κάποιο μήκος κύματος. Ουσιαστικά το εύρος ζώνης που θα χρησιμοποιούμε στην περίπτωση αυτή είναι όσο καταλαμβάνει ένα απλό μήκος κύματος. Φυσικά χρειάζεται επανασχεδιασμός των πομπών και των δεκτών του συστήματος καθώς και των πολυπλεκτών/αποπολυπλεκτών καθώς και μελέτη της απόδοσης αυτού του συστήματος, αν και θα έχει αρκετές ομοιότητες με την πολυκυματική επικεφαλίδα που περιγράψαμε. Τέλος μια υβριδική κατάσταση θα μπορούσε να είναι ο συνδυασμός χρήσης μηκών κύματος και υποφερουσών συχνοτήτων για την υλοποίηση της επικεφαλίδας, δηλαδή η χρήση δυο ή τριών μηκών κύματος γύρω από τα οποία θα αναπτύσσαμε τις υποφέρουσες συχνότητες που θα αποτελούσαν την επικεφαλίδα.

Τέλος σημαντικά ζητήματα που χρειάζονται περαιτέρω μελέτη είναι η λειτουργία της πολυκυματικής επικεφαλίδας μέσα στο Μητροπολιτικό δίκτυο. Πρέπει να καταγραφούν όλες οι οπτικές συσκευές που παίρνουν μέρος στην μετάδοση και επεξεργασία της επικεφαλίδας (τόσο στην περίπτωση των μηκών κύματος όσο και στην περίπτωση των υποφερουσών συχνοτήτων), καταγραφή

των πεδίων της κλασικής επικεφαλίδας οπτικών πακέτων και αναγωγή τους στην πολυκυματική επικεφαλίδα καθώς και καταγραφή των απαραίτητων ηλεκτρονικών για τη λειτουργία και επεξεργασία της. Τέλος για την πλήρη μελέτη της είναι χρήσιμη η υλοποίηση του δέκτη που περιγράφουμε στο Κεφάλαιο 4, στο εργαλείο εξομοίωσης μαζί με τα στατιστικά στοιχεία που είναι αναγκαία. Στην περίπτωση αυτή θα μπορεί να γίνει ολοκληρωμένη μελέτη των ιδιοτήτων της επικεφαλίδας αλλά και μελέτη της συμπεριφορά της σε πραγματικά δίκτυα.