



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΛΛΟΠΟΝΝΗΣΟΥ
ΤΜΗΜΑ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

ΨΗΦΙΑΚΗ ΑΠΟΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΣΗΜΑΤΟΣ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ
ΟΠΤΙΚΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΗ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

ΓΕΩΡΓΟΜΑΝΩΛΗ ΘΟΔΩΡΗ
2009105

ΥΠΟ ΤΗΝ ΕΠΙΒΛΕΨΗ

ΤΟΥ

κ.κ. ΓΛΕΝΤΗ ΓΕΩΡΓΙΟΥ- ΟΘΩΝΑ

ΤΡΙΠΟΛΗ, ΜΑΡΤΙΟΣ 2011

Περίληψη

Στις μέρες μας, οι αυξανόμενες απαιτήσεις για υπηρεσίες υψηλού φασματικού εύρους ζώνης επιβάλλουν την ανάπτυξη νέων τεχνολογιών στο σχεδιασμό των οπτικών συστημάτων, ικανές να προσφέρουν α) χαμηλό κόστος κατά το σχεδιασμό του συστήματος, β) μεγάλη απόσταση μετάδοσης, γ) πολλοί χρήστες και δ) υψηλό εύρος ζώνης στην πλευρά του χρήστη για την παροχή των νέων υπηρεσιών. Ωστόσο, τα οπτικά συστήματα λόγω των αναλογικών χαρακτηριστικών των οπτικών σημάτων τους, υποφέρουν από γραμμικές και μη γραμμικές παραμορφώσεις. Αυτές οι παραμορφώσεις επηρεάζουν άμεσα την απόδοση των συστημάτων και η επίδραση τους αυξάνει με την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης. Παραδοσιακά χρησιμοποιούνται οπτικοί τρόποι για την εξομάλυνση των παραμορφώσεων. Ωστόσο, η ραγδαία ανάπτυξη στον τομέα των ηλεκτρονικών αναδεικνύει την ηλεκτρονική εξομάλυνση των παραμορφώσεων ως μία ευέλικτη, χαμηλού κόστους ολοκληρωμένη και βιώσιμη λύση που αποφεύγει τις επιπρόσθετες οπτικές απώλειες.

Σκοπός αυτής της μεταπτυχιακής εργασίας είναι η εξομάλυνση του φαινομένου της διασυμβολικής παρεμβολής λόγω χρωματικής διασποράς και διασποράς τρόπων πόλωσης στην ίνα, με τη χρήση ηλεκτρονικών μέσων στο κομμάτι του δέκτη, που αποτελούν τα βασικότερα εμπόδια για την επίτευξη υψηλόρυθμης μετάδοσης δεδομένων στα σύγχρονα οπτικά συστήματα. Η παρούσα πτυχιακή αποτελείται από τα εξής κεφάλαια.

Στο κεφάλαιο 1, γίνεται μία ιστορική αναδρομή στον τομέα των οπτικών επικοινωνιών με την παρουσίαση των πέντε γενιών οπτικών συστημάτων αλλά και η ανάγκη χρήσης των ηλεκτρονικών εξισωτών για την εξομάλυνση των βασικών παραμορφώσεων στα σύγχρονα οπτικά συστήματα.

Στο κεφάλαιο 2, περιγράφονται τα βασικά μέρη από τα οποία αποτελείται ένα οπτικό σύστημα, οι βασικές παραμορφώσεις που συναντάμε στα οπτικά συστήματα και περιορίζουν την απόσταση μετάδοσης κατά μήκος της ίνας, οι τεχνολογίες που χρησιμοποιούνται για την εξομάλυνση του φαινομένου της χρωματικής διασποράς αλλά και τα βασικά κριτήρια απόδοσης ενός οπτικού συστήματος.

Στο κεφάλαιο 3, γίνεται η παρουσίαση της αρχιτεκτονικής των βασικών ηλεκτρονικών εξισωτών που χρησιμοποιούνται στα σύγχρονα οπτικά συστήματα για την εξομάλυνση των παραμορφώσεων, ενώ αναλύονται οι βασικοί προσαρμοστικοί αλγόριθμοι που χρησιμοποιούνται στους ηλεκτρονικούς εξισωτές.

Τέλος στο κεφάλαιο 4, γίνεται μία περιγραφή των βασικών στοιχείων και παραμέτρων του οπτικού συστήματος που προσομοιώθηκαν με τη χρήση του λογισμικού της MATLAB για την διεξαγωγή της πειραματικής μελέτης και στην συνέχεια παρουσιάζονται μέσω γραφημάτων και πινάκων τα πειραματικά αποτελέσματα και τα συμπεράσματα για την αποδοτικότητα των ηλεκτρονικών εξισωτών στην εξομάλυνση του φαινομένου της διασυμβολικής παρεμβολής λόγω χρωματικής διασποράς.

Λέξεις -κλειδιά: Οπτικό σύστημα, Χρωματική διασπορά , Κριτήρια απόδοσης, Ηλεκτρονική αντιστάθμιση της διασποράς.

Abstract

Nowadays, the rapid increase in bandwidth demanding services imposes new technological directions in the design of next generation optical systems with the purpose to achieve: a) reduced cost, b) larger transmission distances, c) larger number of users and d) higher bandwidth connectivity to the end user. However, due to the analogue nature of the optical signals, the optical networks suffer from a variety of linear and non-linear impairments. These impairments have a direct impact in the signal's bit error rate performance, while their effect increases as bit rate increases. The compensation of impairments has been traditionally performed by optical means. However, the rapid increase in available electronic processing power has made electronic mitigation of impairments a viable option, leading to an adaptive, low cost and integrated solution which avoids additional optical losses.

The aim of this thesis is the mitigation of intersymbol interference caused by chromatic dispersion and polarization mode dispersion, with electronic means in the part of receiver, which are the most important obstacles to achieve high transmission rates of data in optical systems. This thesis consists of 4 chapters.

In chapter 1, there is a historical retrospection in the sector of optical communication systems with the presentation of five generations of optical systems and the need of use electric equalizers for the mitigation of the most important impairments at the modern optical systems.

In chapter 2, are described the key components of the optical system, the basic impairments which we encountered in optical systems and limit the transmission distance along the optical fibers as well as the traditional technologies that are used for mitigation of chromatic dispersion and the basic performance criteria of an optical system.

In chapter 3, is presented the architecture of the electric equalizers used in modern optical systems for the mitigation of the most important impairments as well as the basic adaptive algorithms used in electric equalizers.

This thesis ends with chapter 4, we describe the key elements and the parameters of the optical system simulated with the MATLAB software, to perform the experimental study and then presented through graphs and tables the experiment results of the simulation and the conclusions on the effectiveness of electronic equalizers of the mitigation of the intersymbol interference due to chromatic dispersion.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον καθηγητή κ. Γλεντή Γεώργιο-Όθωνα για την δυνατότητα που μου έδωσε να ασχοληθώ με το αντικείμενο που με ενδιαφέρει και να εκπονήσω την παρούσα μεταπτυχιακή διπλωματική εργασία σε έναν ενδιαφέροντα τομέα των τηλεπικοινωνιών. Για την καθοριστική του καθοδήγηση στην συγγραφή της εργασίας, αλλά και για την διεύρυνση των ερευνητικών και ακαδημαϊκών μου οριζόντων. Ευχαριστώ θερμότατα τον κ. καθηγητή Χρήστο Ματρακίδη για την πολύτιμη συνεισφορά του στην παροχή του κώδικα της MATLAB για την προσομοίωση. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους γονείς μου για την απaráμιλλη υποστήριξη κατά την διάρκεια των σπουδών μου.

Περιεχόμενα

1.Εισαγωγή.....	7
1.1 Ιστορική άποψη.....	8
1.2 Πέντε γενιές οπτικών συστημάτων.....	8
1.3 Ανάγκη χρήσης ηλεκτρονικών εξισωτών.....	9
2.Μέσα μετάδοσης και παραμορφώσεις στις οπτικές επικοινωνίες.....	11
2.1 Εισαγωγή στα οπτικά συστήματα.....	11
2.1.1 Οπτικοί πομποί.....	14
2.1.2 Οπτική ίνα.....	19
2.1.3 Οπτικοί δέκτες.....	20
2.2 Παραμορφώσεις που επηρεάζουν την απόδοση σε συστήματα οπτικών επικοινωνιών.....	
2.2.1 Εξασθένηση.....	23
2.2.2 Χρωματική διασπορά.....	23
2.2.3 Διασπορά τρόπων πόλωσης.....	26
2.2.4 Οπτικός θόρυβος.....	26
2.2.5 Μη γραμμικές παραμορφώσεις.....	27
2.3 Τεχνολογίες για την αντιμετώπιση της χρωματικής διασποράς.....	30
2.3.1 Διαχείριση της διασποράς και ίνα απαλοιφής διασποράς (DCF).....	30
2.3.2 Οπτικοί προσαρμοστικοί αντισταθμιστές.....	31
2.3.3 Μετάδοση μέσω εκμετάλλευσης του τετερίσματος.....	32
2.3.4 Ηλεκτρονική αντιστάθμιση της διασποράς (EDC).....	32
2.4 Κριτήρια απόδοσης οπτικού συστήματος.....	33
2.4.1 Ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων (BER).....	33
2.4.2 Εκτίμηση απόδοσης (Q factor).....	34
2.4.3 Ο απαιτούμενος οπτικός σηματοθορυβικός λόγος (OSNR).....	35
2.4.4 Διάγραμμα ματιού και πέναλτι του διαγράμματος ματιού.....	35
3.Εξομάλυνση παραμορφώσεων χρησιμοποιώντας ηλεκτρονικά μέσα.....	37
3.1 Ηλεκτρονικοί εξισωτές στις ψηφιακές επικοινωνίες.....	37
3.1.1 Ηλεκτρονικός εξισωτής εμπροσθόδοτης τροφοδότησης (FFE).....	38
3.1.2 Ηλεκτρονικός εξισωτής με ανάδραση της απόφασης (DFE).....	39
3.1.3 Εξισωτές Ανάδρασης με μη γραμμικούς όρους (NDFE).....	41
3.1.4 Εξισωτής ακολουθίας μέγιστης πιθανοφάνειας (MLSE).....	42
3.1.5 Προσαρμοστικοί εξισωτές.....	43
3.2 Προσαρμοστικοί αλγόριθμοι.....	44
3.2.1 Αλγόριθμος ελαχίστου μέσου τετραγώνου (LMS).....	44
3.2.2 Αναδρομικός αλγόριθμος ελαχίστων τετραγώνων (RLS).....	46
4.Πειραματική μελέτη για την εξομάλυνση του φαινομένου της χρωματικής διασποράς σε οπτικά συστήματα με χρήση ηλεκτρονικών μέσων.....	48
4.1 Περιγραφή των βασικών στοιχείων και των παραμέτρων του οπτικού συστήματος μέσω προσομοίωσης.....	48

4.2 Αποτελέσματα προσομοιώσεων για την εξομάλυνση της χρωματικής διασποράς..	52
4.3 Συμπεράσματα.....	63

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ.....64

Βιβλιογραφία.....	64
Συνοπτομογραφίες.....	67

1

Εισαγωγή

Η εποχή μας έχει χαρακτηριστεί δικαίως από πολλούς ως η εποχή της πληροφορίας, καθώς καθημερινά η ανθρωπότητα κατακλύζεται από πληθώρα πληροφοριών διάφορων μορφών (Internet, τηλεόραση, τηλεφωνία κ.α.). Είναι γεγονός επίσης, ότι η τάση της ανθρωπότητας για συνεχή πληροφόρηση αυξάνει σε καθημερινή βάση, καθιστώντας έντονη την ανάγκη για περισσότερη χωρητικότητα στα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα. Αυτός είναι και ο βασικότερος λόγος για τις ραγδαίες αλλαγές που συμβαίνουν στη βιομηχανία των τηλεπικοινωνιών, καθώς η ανάγκη αυτή συντελεί στη συνεχή ανάπτυξη νέων τεχνολογιών και στην κατασκευή δικτύων και συστημάτων με πολύ υψηλές ταχύτητες μετάδοσης.

Οι σημαντικότεροι παράγοντες, που έχουν συντελέσει στη συνεχή αύξηση της ζήτησης αυτής της ανάγκης είναι [1]:

1. Η πρωτοφανής ανάπτυξη του διαδικτύου (Internet) και του Παγκόσμιου Ιστού (World Wide Web) αναφορικά με τον αριθμό των χρηστών, αλλά κυρίως με το χρόνο χρήσης και κατ' επέκταση το εύρος ζώνης (bandwidth) που είναι διαθέσιμο για τον καθένα από αυτούς..

2. Η αυξανόμενη ανάπτυξη τεχνολογιών ευρυζωνικής πρόσβασης, όπως για παράδειγμα η ψηφιακή συνδρομητική γραμμή (Digital Subscriber Line-DSL) και τα καλωδιακά modem [2], μπορούν να προσφέρουν εύρος ζώνης της τάξης των μερικών δεκάδων Mb/s ανά χρήστη. Επιπλέον, οι ασύρματες τηλεπικοινωνίες είναι αναμφίβολα μία καλή εναλλακτική λύση για γρήγορη ανάπτυξη του δικτύου με χαμηλό κόστος. Δεν μπορεί όμως να συγκριθεί με τις οπτικές επικοινωνίες όσον αφορά το διαθέσιμο εύρος ζώνης, την καθυστέρηση (latency) του δικτύου και τη στιβαρότητα (robustness) του συστήματος.

3. Η συνεχής δικτύωση επιχειρήσεων με γραμμές μεταφοράς πολύ υψηλών ταχυτήτων. Τα δίκτυα αυτά χρησιμοποιούνται ευρέως είτε για εσωτερική αλληλοσύνδεση των διαφόρων τμημάτων της επιχείρησης, είτε για επικοινωνία διαφορετικών επιχειρήσεων μεταξύ τους..

4. Η μείωση του κόστους παροχής εύρους ζώνης. Η μείωση αυτή προήλθε αφενός μεν από την πρόοδο των τηλεπικοινωνιών, αφετέρου δε από την κατάργηση του μονοπωλίου μεμονωμένων παροχέων υπηρεσιών (service providers), ως αποτέλεσμα της απελευθέρωσης της αγοράς.

5. Οι αλλαγές στον τύπο της τηλεπικοινωνιακής κίνησης καθώς τα τελευταία χρόνια τα δίκτυα κατακλύζονται από πληροφορίες δεδομένων. Μεγάλες τηλεπικοινωνιακές εταιρίες, όπως η MCI WorldCom και η AT&T αναφέρουν ετήσια αύξηση στη μετάδοση δεδομένων 1000% και 300%, αντίστοιχα. Η αντίστοιχη αύξηση για τη μετάδοση φωνής είναι μόλις 10% ετησίως [3] .

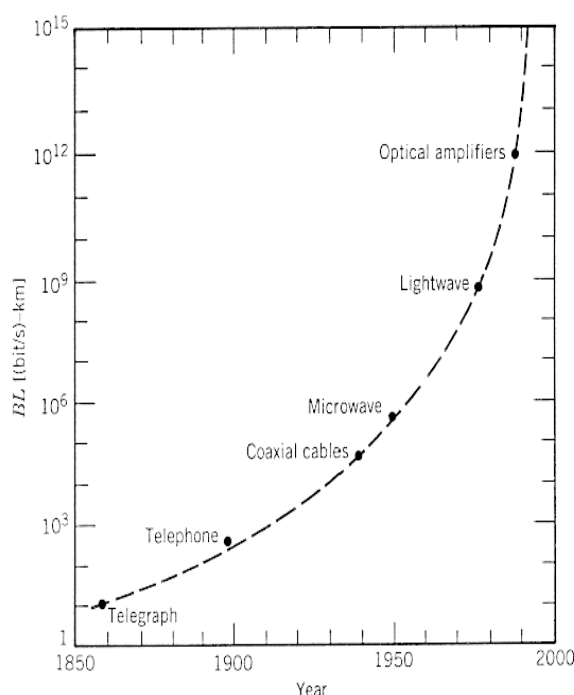
Η συνεχής αύξηση της τηλεπικοινωνιακής κίνησης αποτελεί και το βασικότερο λόγο για τον οποίο οι τεχνολογικές εξελίξεις έχουν οδηγηθεί στην ανάπτυξη οπτικών δικτύων υψηλής χωρητικότητας, καθώς οι οπτικές ίνες παρουσιάζουν τεράστιο εύρος ζώνης συγκριτικά με τα συμβατικά ηλεκτρονικά κυκλώματα. Πιο συγκεκριμένα, το διαθέσιμο φασματικό εύρος ζώνης των οπτικών ινών γύρω από την φασματική περιοχή του 1.5 μm είναι της τάξης των $\sim 25\text{THz}$, δηλαδή περίπου 1000 φορές μεγαλύτερο από ολόκληρο το διαθέσιμο φάσμα ραδιοσυχνοτήτων [1], [4], [5], [6].

1.1 Ιστορική άποψη.

Η χρησιμοποίηση του φωτός για σκοπούς επικοινωνίας χρονολογείται από την αρχαιότητα αν ερμηνεύσουμε τις οπτικές επικοινωνίες με την ευρεία έννοια. Οι περισσότεροι πολιτισμοί χρησιμοποίησαν σήματα φωτιάς και καπνού για να μεταβιβάσουν μια πληροφορία. Βασικά, η ίδια ιδέα χρησιμοποιήθηκε μέχρι το τέλος του 18^{ου} αιώνα με σήματα από λάμπες, σήματα με σημαίες και άλλες συσκευές σηματοδότησης. Η ιδέα της χρήσης μιας ίνας γυαλιού για την μετάδοση ενός οπτικού σήματος προήλθε από τον *Alexander Graham Bell*. Παρ' όλα αυτά η συγκεκριμένη ιδέα έπρεπε να περιμένει 80 χρόνια ώστε να υπάρξει καλύτερης ποιότητας γυαλί αλλά και φτηνότερα ηλεκτρονικά για να έχει πρακτική εφαρμογή.

1.2 Πέντε γενιές οπτικών συστημάτων.

Η εμπορική ανάπτυξη των οπτικών συστημάτων επικοινωνίας ακολούθησε η έρευνα. Μετά από πολλές δοκιμές, η πρώτη-γενιά οπτικών συστημάτων που λειτούργησε κοντά στα 0.8 μm έγινε εμπορικά διαθέσιμη το 1980. Τα συστήματα αυτά λειτούργησαν σε ρυθμό bit 45 Mb/s και επέτρεψαν απόσταση μεταξύ επαναληπτών γύρω στα 10 Km.



Σχήμα 1.2: Η καμπύλη δείχνει την αύξηση στο γινόμενο ρυθμού των bit επί απόσταση, BL, για πέντε γενιές συστημάτων επικοινωνίας, με οπτικές ίνες.

Η δεύτερη-γενιά συστημάτων επικοινωνίας με οπτικές ίνες εμφανίστηκε πριν το 1980, αλλά ο ρυθμός μετάδοσης των συστημάτων αυτών περιορίστηκε κάτω από 100 Mb/s λόγω διασποράς σε πολυτροπικές ίνες (MMF). Αυτός ο περιορισμός ξεπεράστηκε με την χρήση μονοτροπικών ινών (SMF). Από το 1987 έγινε διαθέσιμη και εμπορικά η δεύτερη γενιά των οπτικών συστημάτων στα 1.3 μm , που λειτουργούσε με ρυθμούς μετάδοσης στα 1.7 Gb/s με απόσταση μεταξύ των επαναληπτών περίπου 50 Km.

Η τρίτη-γενιά συστημάτων στα 1.55μm, που λειτούργησε στα 2.5 Gb/s, εμφανίστηκε στο εμπόριο το 1990. Τέτοια συστήματα είναι ικανά να λειτουργούν σε ρυθμούς bit μέχρι 10Gb/s. Η καλύτερη απόδοση επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας οπτικές ίνες με ολίσθηση διασποράς μαζί με laser διαμήκους τρόπου μετάδοσης. Ένα βασικό μειονέκτημα των συστημάτων τρίτης γενιάς στα 1.55μm είναι ότι το σήμα αναγεννάται περιοδικά με την χρήση ηλεκτρονικών επαναληπτών που απέχουν μεταξύ τους αποστάσεις τυπικά περίπου 60 έως 80 Km. Η απόσταση μεταξύ των επαναληπτών μπορεί να αυξηθεί χρησιμοποιώντας ομόδυνα ή ετερόδυνα τεχνική φώρασης, αφού η χρήση της βελτιώνει την ευαισθησία του δέκτη. Τέτοια συστήματα αναφέρονται ως σύμφωνα συστήματα οπτικών επικοινωνιών.

Η τέταρτη-γενιά οπτικών συστημάτων χρησιμοποιεί την οπτική ενίσχυση για αύξηση απόστασης μεταξύ επαναληπτών και πολυπλεξία με διαίρεση του μήκους κύματος (wavelength division multiplexing(WDM)) για αύξηση του ρυθμού μετάδοσης bit. Σε τέτοια συστήματα, οι απώλειες οπτικών ινών αντισταθμίζονται περιοδικά με χρήση ενισχυτών οπτικών ινών, οι οποίοι τοποθετούνται σε αποστάσεις 60-100 Km.

Η πέμπτη γενιά συστημάτων επικοινωνιών με οπτικές ίνες ασχολείται με την εύρεση της μιας λύσης στο πρόβλημα της διασποράς των οπτικών ινών. Οι οπτικοί ενισχυτές λύνουν το πρόβλημα των απωλειών, αλλά ταυτόχρονα κάνουν το πρόβλημα της διασποράς χειρότερο, αφού τα φαινόμενα διασποράς συσσωρεύονται λόγω πολλαπλών σταδίων ενίσχυσης.

Αρκετές τεχνικές αντιστάθμισης της διασποράς έχουν προταθεί με κυρίαρχη την ηλεκτρονική αντιστάθμιση διασποράς (electric dispersion compensation(EDC)) με χρήση ηλεκτρικών συσκευών στο κομμάτι του δέκτη.

1.3 Ανάγκη χρήσης ηλεκτρονικών εξισωτών.

Εξαιτίας της συνεχόμενης αύξησης των απαιτήσεων σε υπηρεσίες οι τεχνολογίες των οπτικών συστημάτων έχουν αρχίσει να απλώνονται εκτενέστατα, με σκοπό την παροχή όσον το δυνατόν μεγαλύτερου ρυθμού μετάδοσης στο χρήστη και με ένα μεγάλο αριθμό πολυπλεγμένων καναλιών ανά ίνα. Ωστόσο τα οπτικά συστήματα υποφέρουν από μία πληθώρα γραμμικών και μη γραμμικών παραμορφώσεων. Αυτές οι παραμορφώσεις έχουν άμεση επίδραση στην απόδοση του συστήματος, πλην όμως πρέπει να αναφερθεί ότι αυτές οι παραμορφώσεις αυξάνουν για μεγάλο ρυθμό μετάδοσης και μεγάλο αριθμό καναλιών.

Αποτέλεσμα αυτών όλων των παραμορφώσεων είναι ο περιορισμός των αποστάσεων μετάδοσης λόγω της χρωματικής διασποράς(chromatic dispersion(CD)) και των μη γραμμικών παραμορφώσεων μέσα στην ίνα. Αυτό αποτέλεσε μια πολύ κρίσιμη παράμετρο για συστήματα με σήματα στα 10 Gb/s τα οποία χωρίς την χρήση αντισταθμιστών είχαν ως αποτέλεσμα τον περιορισμό της μέγιστης απόστασης μετάδοσης που μπορεί να επιτευχθεί σε λιγότερο από 100 Km.

Η αύξηση της απόστασης μετάδοσης απαλείφοντας το φαινόμενο της χρωματικής διασποράς θέτει ως ανάγκη τη δημιουργία κάποιων μορφής οπτικών αντισταθμιστών. Με αυτόν τον τρόπο αναπτύχθηκε μία ίνα απαλοιφής της διασποράς (dispersion compensating fiber (DCF)) με σκοπό την αύξηση της απόστασης μετάδοσης και η οποία τοποθετείται σε συνδυασμό με έναν οπτικό ενισχυτή για την κάλυψη των απωλειών της. Ωστόσο, το υψηλό κόστος, οι μεγάλες απώλειες αυτών των ινών, καθώς επίσης και το μεγάλο φυσικό τους μέγεθος αποτελούν βασικά μειονεκτήματα αυτής της τεχνολογίας.

Έτσι λοιπόν για να ξεπεραστούν τα μειονεκτήματα της χρήσης ινών απαλοιφής διασποράς στραφήκαμε στον τομέα των ηλεκτρονικών, ένας τομέας με ραγδαία ανάπτυξη που παρέχει ηλεκτρονικούς τρόπους επίλυσης των παραπάνω προβλημάτων στις οπτικές επικοινωνίες. Οι εξισωτές ή αλλιώς αντισταθμιστές μπορούν να είναι προσαρμοστικοί, ενώ ταυτόχρονα μπορούν να είναι ολοκληρωμένα κυκλώματα σε συνδυασμό με άλλες ηλεκτρονικές συναρτήσεις με πολύ χαμηλό κόστος και φυσικό μέγεθος, ενώ ταυτόχρονα δεν

προσθέτουν οπτικές απώλειες στο σύστημα. Η λύση των ηλεκτρονικών εξισωτών στην πλευρά του πομπού ή του δέκτη του οπτικού συστήματος παρέχει την δυνατότητα ευκολότερου σχεδιασμού των συστημάτων ενώ επιτρέπεται η χρήση εγκατεστημένων μη βελτιστοποιημένων υποδομών σε μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης εξυπηρετώντας ταυτόχρονα περισσότερους χρήστες.

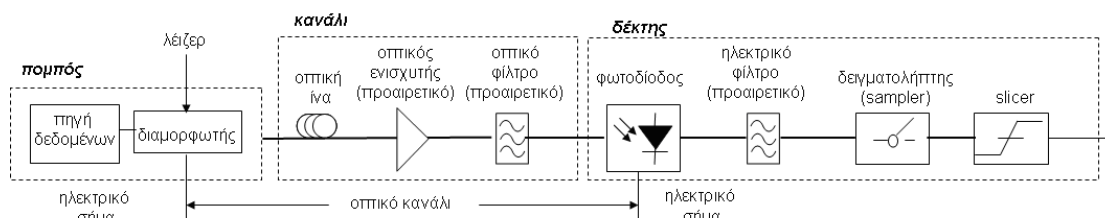
2

Μέσα μετάδοσης και παραμορφώσεις κατά τη μετάδοση στις οπτικές επικοινωνίες

Αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζει όλες τις παραμορφώσεις που υπάρχουν στα συστήματα οπτικών επικοινωνιών ενώ παρέχει όλη την απαραίτητη γνώση πάνω στην οποία βασίζεται το υπόλοιπο αυτής της μεταπτυχιακής εργασίας. Αρχικά γίνεται μία σύντομη παρουσίαση των οπτικών επικοινωνιών σήμερα και των τριών βασικών κομματιών από τα οποία απαρτίζεται ένα οπτικό σύστημα: οπτικός πομπός, οπτική ίνα, οπτικός δέκτης (βλέπε παράγραφο 2.1). Στη συνέχεια, παρουσιάζονται οι παραμορφώσεις που επηρεάζουν την απόσταση μετάδοσης κατά μήκος της μονότροπης ίνας (standard single mode fiber (SSMF)), που είναι και η ίνα που χρησιμοποιείται στις περισσότερες εφαρμογές σήμερα. Πιο συγκεκριμένα, περιγράφονται η εξασθένηση, η χρωματική διασπορά, η διασπορά τρόπων πόλωσης, ο θόρυβος που προκαλείται από τους οπτικούς ενισχυτές και οι μη γραμμικές παραμορφώσεις (βλέπε παράγραφο 2.2). Ωστόσο, για την επίτευξη όσο το δυνατόν μεγαλύτερης απόστασης μετάδοσης κατά μήκος της SSMF, παρουσιάζονται κάποιες τεχνικές εξομάλυνσης της υψηλής χρωματικής διασποράς στα συστήματα οπτικών επικοινωνιών που έχουν ήδη χρησιμοποιηθεί και προταθεί στην βιβλιογραφία και αναφέρονται στην παράγραφο 2.3. Τέλος, η παράγραφος 2.4 παρουσιάζει τα βασικά κριτήρια για τον καθορισμό της απόδοσης του συστήματος.

2.1 Εισαγωγή στα οπτικά συστήματα.

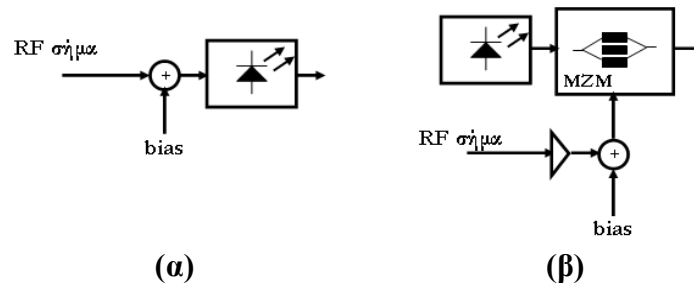
Ένα βασικό τηλεπικοινωνιακό σύστημα ενός καναλιού μετάδοσης μπορεί να χωριστεί σε τρία βασικά κομμάτια: πομπός, κανάλι μετάδοσης και δέκτης, τα οποία αναπαρίστανται σχηματικά στο σχήμα 2.1. Ο πομπός πραγματοποιεί την μετατροπή από ηλεκτρικό σε οπτικό σήμα αποτυπώνοντας τα δεδομένα του ηλεκτρικού σήματος πάνω στον φορέα του φωτός. Αυτή η διεργασία λέγεται διαμόρφωση.



Σχήμα 2.1: Βασικό οπτικό τηλεπικοινωνιακό σύστημα ενός καναλιού.

Η διαμόρφωση μπορεί να πραγματοποιηθεί είτε άμεσα, χρησιμοποιώντας ένα μόνο laser και τότε ονομάζεται άμεση διαμόρφωση είτε χρησιμοποιώντας ένα εξωτερικό διαμορφωτή όπως φαίνονται στο σχήμα 2.2. Άρα η διαμόρφωση διακρίνεται σε δύο μεγάλες κατηγορίες:

- Στην άμεση διαμόρφωση (σχήμα 2.2 (α)) όπου η μεταβολή της ισχύος εξόδου πραγματοποιείται με μεταβολή του ρεύματος έγχυσης και
- Στην έμμεση ή εξωτερική διαμόρφωση (σχήμα 2.2 (β)) όπου το laser λειτουργεί συνεχώς και ο έλεγχος εξόδου γίνεται με διέλευση του φωτός από εξωτερικό διαμορφωτή (είτε χρησιμοποιώντας ένα συμβολόμετρο Mach-Zehnder, είτε έναν διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης (electrical absorption modulator (EAM))).



Σχήμα 2.2: Γένεση οπτικού σήματος με (α) άμεση διαμόρφωση και (β) εξωτερικό διαμορφωτή

Όλες οι κατηγορίες διαμόρφωσης μπορεί να υλοποιηθούν με τη μέθοδο της άμεσης διαμόρφωσης. Συνήθως χρησιμοποιείται για διαμόρφωση OOK (on-off keying) και πιο συγκεκριμένα για σχήμα διαμόρφωσης NRZ (nonreturn-to-zero) αλλά η απόδοση του συστήματος περιορίζεται (λόγω τετραρτισματος) και για αυτό το λόγο δεν χρησιμοποιείται για μεγάλες αποστάσεις και για υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, σε αντίθεση με την εξωτερική διαμόρφωση χρησιμοποιείται σε υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης και για μεγάλες αποστάσεις μετάδοσης.



Σχήμα 2.3: Διαμόρφωση χωρίς επιστροφή στο μηδέν (NRZ)

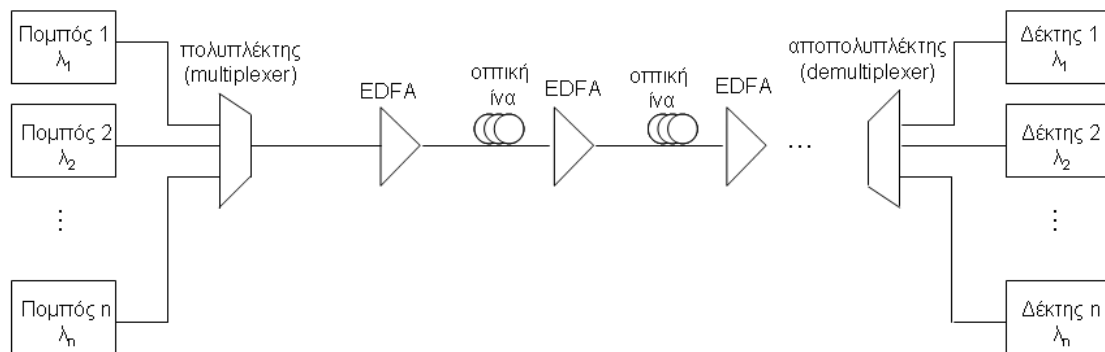
Μετά τη διαμόρφωση, το οπτικό σήμα μεταδίδεται κατά μήκος της οπτικής ίνας. Στην έξοδο της ίνας, το οπτικό σήμα ανιχνεύεται και επεξεργάζεται από το δέκτη. Ο δέκτης αποτελείται κυρίως από μία φωτοδίοδο που ανιχνεύει το οπτικό σήμα και το μετατρέπει σε ηλεκτρικό μέσω φώρασης. Η φώραση διακρίνεται σε δύο κατηγορίες:

- Στην άμεση φώραση (direct detection) κάτι που σημαίνει ότι οποιαδήποτε πληροφορία φάσης που σχετίζεται με το ηλεκτρικό πεδίο χάνεται και
- Στην σύμφωνη φώραση (coherent detection) στην οποία η πληροφορία της φάσης όσο και του πλάτους μπορούν να διατηρηθούν και το συνολικό σύστημα να είναι γραμμικό. Για αυτό τον λόγο, θεωρητικά μπορεί να επιτευχθεί τέλεια ηλεκτρονική αντιστάθμιση (electronic equalization), σε αντίθεση με την περίπτωση της άμεσης φώρασης.

Τέλος, μετά από τη δειγματοληψία που βασίζεται στην ανάκτηση του ρολογιού (clock recovery) και στην απόφαση του στοιχείου αποφάσεως (slicer), ανακτάται το μεταδιδόμενο σήμα. Στα οπτικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα υπάρχουν διάφορα στοιχεία. Για παράδειγμα, το οπτικό σήμα εξασθενεί κατά μήκος της μετάδοσης και για αυτό το λόγο χρησιμοποιούνται οπτικοί ενισχυτές για την κάλυψη των οπτικών απωλειών πριν την ανίχνευση του σήματος στο δέκτη. Επιπρόσθετα, οπτικά ζωνοπερατά (bandpass) φίλτρα και ηλεκτρικά χαμηλοπερατά (lowpass) φίλτρα μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να εξαλείψουν κατά ένα μεγάλο μέρος τον θόρυβο τόσο στο οπτικό, όσο και στο ηλεκτρικό επίπεδο αντίστοιχα.

Συγκρινόμενα με άλλα τηλεπικοινωνιακά συστήματα μετάδοσης, τα οπτικά συστήματα έχουν δύο βασικά χαρακτηριστικά εκτός από το μέσο μετάδοσης που είναι η οπτική ίνα. Το πρώτο είναι η μετατροπή του ηλεκτρικού σήματος σε οπτικό σήμα μέσω διαμόρφωσης και το δεύτερο είναι η μετατροπή του οπτικού σήματος σε ηλεκτρικό σήμα μέσω φώρασης. Αυτές οι δύο μετατροπές κάνουν τα οπτικά συστήματα μη γραμμικά .

Διάφορες τεχνικές πολυπλεξίας όπως η πολυπλεξία με διαίρεση στο χρόνο (time division multiplexing (TDM)) και η πολυπλεξία με διαίρεση μήκους κύματος (wavelength division multiplexing (WDM)) χρησιμοποιούνται για την αύξηση της χωρητικότητας του συστήματος. Σε ένα WDM σύστημα όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 2.4, διαφορετικά σήματα διαμορφώνονται από διαφορετικά lasers με διαφορετικά μήκη κύματος $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ και συνδυάζονται από ένα στοιχείο που λέγεται πολυπλέκτης (multiplexer) που τους δίνει την δυνατότητα να μεταδοθούν όλα μαζί μέσα στην οπτική ίνα.



Σχήμα 2.4: Οπτικό σύστημα πολυπλεξίας με διαίρεση μήκους κύματος (WDM)

Στο τέλος του διαύλου επικοινωνίας, τα σήματα διαχωρίζονται μέσω ενός αποπολυπλέκτη (demultiplexer) και το κάθε σήμα ανιχνεύεται από έναν ξεχωριστό δέκτη. Ένας διαύλος πολλαπλών τμημάτων οπτικής ίνας γενικά χρησιμοποιείται για μετάδοση σε μεγάλες αποστάσεις (long haul transmission) και κάθε τμήμα περιλαμβάνει και έναν οπτικό ενισχυτή

(π.χ έναν ενισχυτή με ίνα προσμίξεων ερβίου (erbium doped fiber amplifiers (EDFA)))[7], [8], [9].

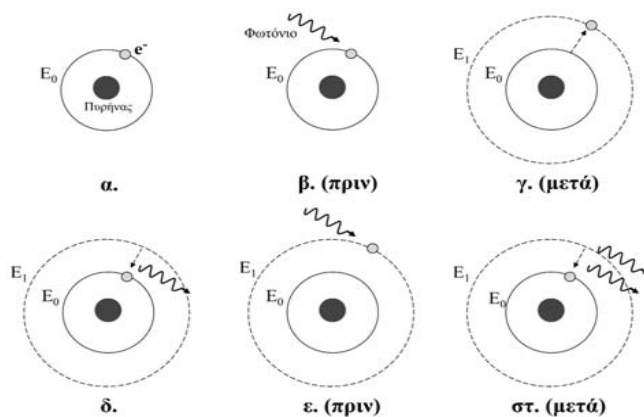
2.1.1 Οπτικοί πομποί.

Ο ρόλος των οπτικών πομπών είναι να μετατρέπουν ένα ηλεκτρικό σήμα εισόδου σε αντίστοιχο οπτικό σήμα και κατόπιν να το εκπέμπουν στο εσωτερικό της οπτικής ίνας. Το κυριότερο εξάρτημα των οπτικών πομπών είναι η οπτική πηγή. Τα συστήματα επικοινωνίας οπτικών ινών συχνά χρησιμοποιούν οπτικές πηγές με ημιαγωγούς, όπως για παράδειγμα φωτοδιόδους (LED) και laser με ημιαγωγούς, λόγω των διαφόρων πλεονεκτημάτων που προσφέρουν. Μερικά από τα πλεονεκτήματα αυτά είναι το μικρό μέγεθος, η υψηλή απόδοση, η μεγάλη αξιοπιστία, η κατάλληλη περιοχή μηκών κύματος, η μικρή επιφάνεια εκπομπής σε σχέση με τις διαστάσεις του πυρήνα της οπτικής ίνας και η δυνατότητα άμεσης διαμόρφωσης σε σχετικά υψηλές συχνότητες. Τα laser ημιαγωγών αναπτύχθηκαν πάρα πολύ λόγω της σημασίας τους για τις οπτικές επικοινωνίες. Τα laser ημιαγωγού είναι επίσης γνωστά και σαν διόδοι lasers ή laser έκχυσης.

Τα περισσότερα συστήματα επικοινωνίας οπτικών ινών χρησιμοποιούν τα laser ημιαγωγών σαν οπτική πηγή, εξαιτίας της πολύ μεγάλης απόδοσης τους σε σχέση με τις LED. Το laser (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation - Ενίσχυση Φωτός με Εξαναγκασμένη Εκπομπή Ακτινοβολίας) είναι πρακτικά ένας ταλαντωτής. Η λειτουργία της συσκευής μπορεί να περιγραφεί από την δημιουργία ενός στάσιμου ηλεκτρομαγνητικού κύματος μέσα στην οπτική κοιλότητα του laser η οποία έχει σαν έξοδο μια μονοχρωματική, σύμφωνη ακτινοβολία.

Τα φωτόνια χαρακτηρίζονται από την ενέργεια τους $E_f = h\nu$, όπου ν η συχνότητα της φωτεινής ακτινοβολίας και h η σταθερά του Planck. Υπάρχουν τέσσερις βασικές καταστάσεις όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.1.1.1 :

- Η θεμελιώδης κατάσταση (βλέπε σχ.2.1.1.1(α)), υπό συνθήκες ενεργειακής ισορροπίας, τα ηλεκτρόνια καταλαμβάνουν τις χαμηλότερες δυνατές ενεργειακές στάθμες, οπότε το άτομο βρίσκεται στο κατώτατο επίπεδο ενέργειας.
- Η απορρόφηση (βλέπε σχ.2.1.1.1(β, γ)), όταν το άτομο δεχθεί την επίδραση ακτινοβολίας συχνότητας ν , άρα και ορισμένου μήκους κύματος λ , μπορεί να απορροφήσει ένα φωτόνιο και τότε ένα ηλεκτρόνιο να μεταπηδήσει από την τροχιά της θεμελιώδους κατάστασης (E_0) σε άλλη τροχιά υψηλότερης ενέργειας (E_1)
- Η αυθόρμητη εκπομπή (βλέπε σχ.2.1.1.1(δ)), όταν το ηλεκτρόνιο μεταπίπτει μόνο του, χωρίς την επίδραση κάποιου εξωτερικού αιτίου, στην αρχική του τροχιά εκπέμποντας ένα φωτόνιο της ίδιας ενέργειας, άρα και του ίδιου μήκους κύματος με αυτό που προκάλεσε τη διέγερση.
- Η εξαναγκασμένη εκπομπή (βλέπε σχ.2.1.1.1.(ε , στ)), όταν η επίδραση ενός φωτονίου (του ίδιου μήκους κύματος με αυτό που προκάλεσε την διέγερση) σε ένα ήδη διεγερμένο άτομο έχει ως αποτέλεσμα την μεταπήδηση του ηλεκτρονίου από την ασταθή (E_1) στην θεμελιώδη κατάσταση (E_0) με ταυτόχρονη εκπομπή ενός φωτονίου το οποίο έχει το ίδιο μήκος κύματος.



Σχήμα 2.1.1.1: Αλληλεπίδραση ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας και ατόμων. α. θεμελιώδης κατάσταση β., γ. απορρόφηση δ. αυθόρμητη εκπομπή ε., στ. εξαναγκασμένη εκπομπή

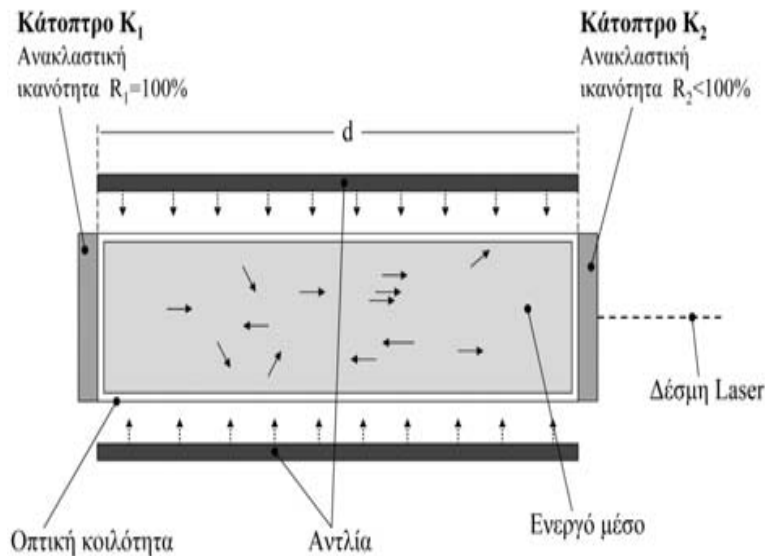
Η εξαναγκασμένη εκπομπή συμβαίνει προτού συμβεί η αυθόρμητη εκπομπή από το διεγερμένο άτομο. Κατά την διάρκεια της λειτουργίας μια συσκευής laser και οι τρεις παραπάνω διαδικασίες συμβαίνουν ταυτόχρονα, όμως η εξαναγκασμένη εκπομπή είναι η κρίσιμη διαδικασία για την δημιουργία της ακτινοβολίας του laser.

Σε συνθήκες θερμοδυναμικής ισορροπίας η αναλογία των διεγερμένων ατόμων προς τα μη διεγερμένα (άτομα σε θεμελιώδη κατάσταση) σε οποιοδήποτε μέσο είναι εξαιρετικά μικρή. Αυτό έχει ως συνέπεια η εξαναγκασμένη εκπομπή να είναι περιορισμένη η ασήμαντη και να επικρατεί η απορρόφηση (βλέπε σχημ. 2.1.1.1 (β,γ)). Αν όμως επιτευχθεί με κάποιο τρόπο αύξηση του αριθμού των διεγερμένων ατόμων σε βάρος των μη διεγερμένων τότε έχουμε την λεγόμενη αντιστροφή πληθυσμού (population inverse).

Η πληθυσμιακή αντιστροφή αποτελεί προϋπόθεση για την λειτουργία των laser. Στα ατομικά συστήματα, επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας τεχνικές άντλησης ενέργειας τριών ή τεσσάρων επιπέδων [24] ώστε μια εξωτερική πηγή ενέργειας να αυξάνει τον ατομικό πληθυσμό από την θεμελιώδη κατάσταση στην εξαναγκασμένη.

Τα βασικά μέρη από τα οποία αποτελείται ένα laser (βλέπε σχ.2.1.1.2) είναι:

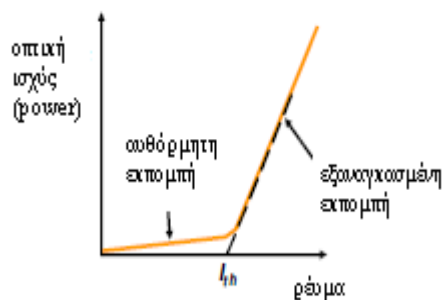
- Το ενεργό μέσο, τα άτομα του οποίου υφίστανται διαδοχικές διεγέρσεις και αποδιεγέρσεις και παράγουν ακτινοβολία
- Η αντλία, που είναι η εξωτερική πηγή ενέργειας η οποία συντηρεί την αντιστροφή πληθυσμών.
- Η οπτική κοιλότητα γνωστή και ως κοιλότητα *Fabry-Perot* (FP), είναι ο χώρος μέσα στον οποίο δημιουργείται η ακτινοβολία του laser ενώ στα άκρα της βρίσκονται, οι οπτικοί ανακλαστήρες η αλλιώς κάτοπτρα. Παρόλο που η κοιλότητα FP, η οποία σχηματίζεται από δύο διαμορφωμένες επαφές, παρουσιάζει σχετικά μεγάλη απώλεια, η απολαβή είναι όμως αριετά μεγάλη ώστε να μπορέσουμε να ανεχθούμε την υψηλή απώλεια.



Σχήμα 2.1.1.2: Σχηματική απεικόνιση μιας συσκευής laser.

Μια σημαντική έννοια για την λειτουργία του laser είναι το κατώφλι *laser*. Αν λάβουμε υπόψη μας ότι ένα συγκεκριμένο κλάσμα φωτονίων, που δημιουργούνται μέσω εξαναγκασμένης εκπομπής, χάνεται εξαιτίας της απώλειας της κοιλότητας τότε θα πρέπει το συγκεκριμένο κλάσμα φωτονίων ν' αναπληρώνεται συνεχώς. Αν όμως η οπτική απολαβή δεν είναι αρκετή έτσι ώστε ν' αντισταθμίζει την απώλεια της κοιλότητας τότε πληθυσμός των φωτονίων δεν θα μπορεί να αναπληρωθεί. Επομένως, είναι απαραίτητη μια ελάχιστη απολαβή για την λειτουργία του laser η οποία μπορεί να υπάρξει μόνο όταν το laser τροφοδοτείται άντληση πάνω από ένα ορισμένο επίπεδο κατωφλίου. Το ρεύμα που χρειάζεται για να φτάσουμε το επίπεδο αυτό ονομάζεται ρεύμα κατωφλίου (I_{th}).

Ένας πολύ διαφωτιστικός τρόπος για τον ρόλο που παίζουν η αυθόρμητη εκπομπή και η εξαναγκασμένη σε ένα laser είναι κοιτάζοντας την καμπύλη P-I (βλέπε σχ.2.1.1.3) όπου P είναι η φωτεινή ισχύς εξόδου από το ένα άκρο της διάταξης και I το ρεύμα άντλησης. Καθώς το ρεύμα αυξάνεται από το μηδέν, υπάρχει ένα μικρό ποσό αυθόρμητης εκπομπής του οποίου η στάθμη ισχύος αυξάνει αργά γραμμικά με το ρεύμα I. Στην περιοχή αυτή, η διάταξη λειτουργεί αυστηρά σαν LED, εκπέμποντας ασύμφωνη ακτινοβολία της οποίας το φάσμα ισχύος είναι μια ευρεία καμπύλη, το φάσμα φθορισμού του υλικού. Σε κάποιο σημείο, υπάρχει αρκετό ρεύμα άντλησης ώστε το ποσό του φωτός που εκπέμπεται να ισούται με αυτό που απορροφάται, οπότε λέμε ότι έχουμε διαφάνεια. Τελικά το ρεύμα φτάνει το ρεύμα κατωφλίου (I_{th}) οπότε έχουμε έναυση της εξαναγκασμένης εκπομπής και η φωτεινή ισχύς εξόδου P αυξάνει ταχύτατα με την παραπέρα αύξηση του I.



Σχήμα 2.1.1.3: η καμπύλη P-I δείχνει την οπτική ισχύς που παράγεται σε σχέση με το ρεύμα που καταναλώνεται

Τέλος για να ξεκινήσει το laser σε μια κοιλότητα, δύο συνθήκες πρέπει να ικανοποιούνται ταυτόχρονα:

- Συνθήκη για κέρδος, το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο αφού διανύσει ένα round trip μέσα στην κοιλότητα, θα πρέπει να έχει το ίδιο πλάτος.

$$\mathbf{E}(t,0) = \mathbf{E}(t,2L) \quad (2.1)$$

$$E(t,0) = A \cdot \exp(j\omega t) \quad \& \quad E(t,2L) = A \cdot r_1 \cdot r_2 \cdot \exp(2L(g-ai)) \cdot \exp(j(\omega t - 2\beta \cdot L))$$

$$\text{Για να ικανοποιηθεί η συνθήκη: } r_1 \cdot r_2 \cdot \exp((g-ai) \cdot 2L) = 1$$

$$\text{Κέρδος κατωφλίου: } g_{th} = ai + 1/2L \cdot \ln(1/r_1 \cdot r_2) \quad (2.2)$$

- Συνθήκη για φάση, το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο αφού διανύσει ένα round trip μέσα στην κοιλότητα, θα πρέπει να έχει την ίδια φάση.

$$\text{Φάση: } \exp(-2j\beta L) = \exp(-4j\pi nL/\lambda) = 1, \quad 4j\pi nL/\lambda = 2m\pi \quad (2.3)$$

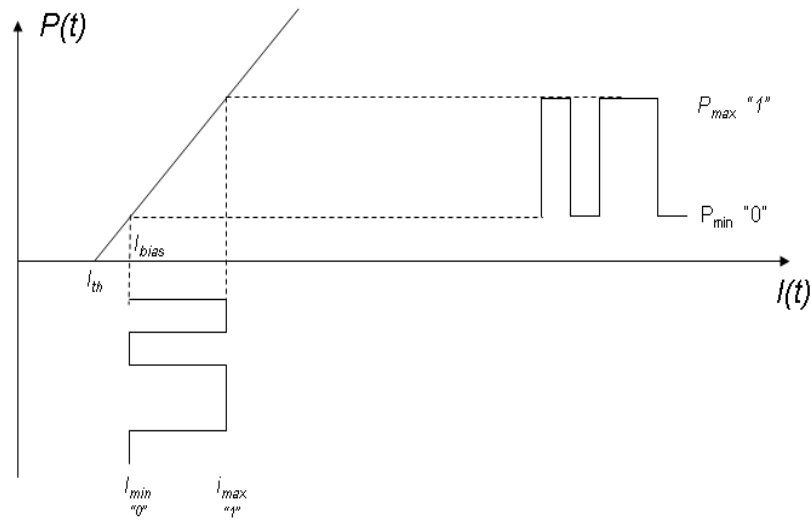
$$\text{Συνθήκη φάσης: } 2 \cdot n \cdot L/\lambda = m \quad (2.4)$$

Σε αυτό το σημείο είναι σημαντικό να αναφερθούμε σε δύο κατηγορίες laser με βάση τον τύπο διαμόρφωσης που χρησιμοποιούμε. Όπως αναφέρθηκε και στην αρχή του κεφαλαίου υπάρχουν δύο κατηγορίες διαμόρφωσης, η έμμεση διαμόρφωση που επιτυγχάνεται είτε με την χρήση ενός εξωτερικού διαμορφωτή γνωστού και ως συμβολόμετρο Mach-Zehnder (MZM) είτε με έναν διαμορφωτή ηλεκτροαπορρόφησης (EAM) (βλέπε σχ.2.2 (β)) και η άμεση διαμόρφωση (βλέπε σχ.2.2 (α)). Κατ' επέκταση τα laser διακρίνονται σε laser έμμεσης διαμόρφωσης (EML) και laser άμεσης διαμόρφωσης (DML). Από τις δύο αυτές κατηγορίες μας απασχολεί και μας προβληματίζει ιδιαίτερα η περίπτωση των DMLs λόγω ενός φαινομένου που είναι γνωστό στην βιβλιογραφία ως τερέτισμα (chirp βλέπε σχ.2.1.1.5) και συμβάλλει καταλυτικά στην διαπλάτυνση του φάσματος της ισχύος εκπομπής της διόδου laser που συζευγνύεται στην προς μετάδοση ίνα και επιδρά αρνητικά στην μετάδοση του οπτικού παλμού μέσα στις οπτικές ίνες γιατί διευρύνει χρονικά τον μεταδιδόμενο παλμό [7],[8].

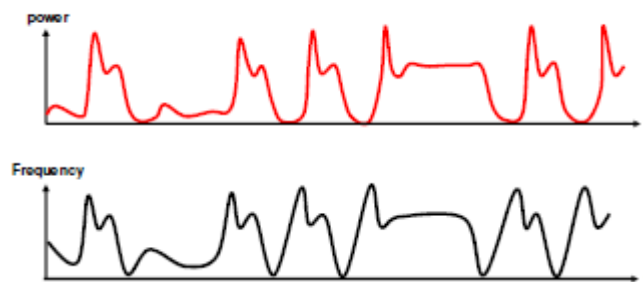
Η διαδικασία της διαμόρφωσης για την περίπτωση του DML παρουσιάζεται στο σχήμα 2.1.1.4 και το τερέτισμα $\Delta\nu(t)$ ενός DML σχετίζεται με την ισχύ εξόδου του laser σύμφωνα με τη παρακάτω σχέση:

$$\Delta\nu(t) = \alpha/4\pi \cdot (d/dt[\ln(P(t))] + \kappa \cdot P(t)) \quad (2.5)$$

Όπου α είναι ο παράγοντας διεύρυνσης της φασματικής γραμμής (linewidth enhancement factor) και κ είναι ο συντελεστής του τερέτισματος του “αδιαβατικού” (adiabatic) στοιχείου του τερέτισματος [10].



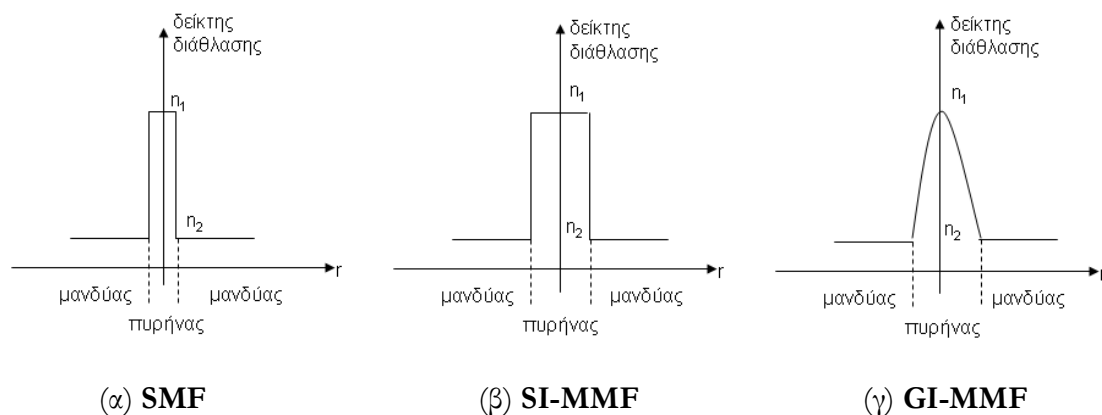
Σχήμα 2.1.1.4: Η διαμόρφωση ενός DML για ένα δυαδικό OOK σήμα.



Σχήμα 2.1.1.5: Τετέρισμα (chirp), με την μεταβολή της ισχύος εξόδου έχουμε μεταβολή της συχνότητας του σήματος

2.1.2 Οπτική ίνα.

Μία οπτική ίνα αποτελείται από ένα υλικό με υψηλό δείκτη διάθλασης n_1 στην περιοχή του πυρήνα που επικαλύπτεται από ένα άλλο υλικό χαμηλότερου δείκτη διάθλασης n_2 στον μανδύα της ίνας, δημιουργώντας ένα κυλινδρικό διηλεκτρικό κυματοδηγό με ακτίνα πυρήνα a . Οι οπτικές ίνες που χρησιμοποιούνται στις οπτικές επικοινωνίες μπορούν γενικά να κατηγοριοποιηθούν σε δύο ομάδες σύμφωνα με τον αριθμό των “τρόπων” (modes) μετάδοσης μέσα στην οπτική ίνα: μονότροπη ίνα (standard single mode fiber (SSMF)) και πολύτροπη ίνα (multimode fiber (MMF)). Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό των οπτικών ινών είναι η κανονικοποιημένη συχνότητα V που ορίζεται ως $\sqrt{(n_1^2 - n_2^2)} \cdot ka$ όπου k είναι ο κυματάριθμος στο κενό. Αν το $V < 2.405$, τότε η ίνα είναι SMF και τότε μόνο ο βασικός τρόπος LP₀₁ διαδίδεται μέσα στην ίνα, αλλιώς η ίνα λέγεται MMF με το να υποστηρίζει περισσότερο του ενός “τρόπους” κατά τη μετάδοση. Η τυπική SMF έχει διάμετρο πυρήνα από 8 μm έως 10 μm με τη διάμετρο του μανδύα στα 125 μm . Ο πιο συνηθισμένος τύπος MMF που χρησιμοποιείται στις οπτικές επικοινωνίες έχει διάμετρο πυρήνα της τάξης των 50 μm ή 62.5 μm με επίσης διάμετρο μανδύα στα 125 μm που λέγονται 50 μm MMF και 62.5 μm MMF αντιστοίχως. Αυτοί οι δύο τύποι MMF χαρακτηρίζονται από βαθμιαία μεταβολή του δείκτη διάθλασης (graded index (GI) profile) στην περιοχή του πυρήνα. Ο δείκτης διάθλασης ποικίλει από τη μέγιστη τιμή στο κέντρο του πυρήνα μέχρι την ελάχιστη τιμή του στην διεπαφή μεταξύ του πυρήνα και του μανδύα, σε αντίθεση με τις step index (SI) ίνες που έχουν σταθερό δείκτη διάθλαση στον πυρήνα της ίνας.



Σχήμα 2.1.2.1: Προφίλ δεικτών διάθλασης για τυπικές ίνες

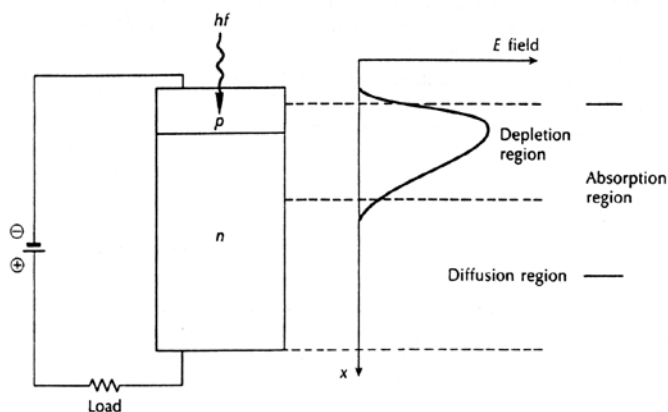
Από την πλευρά του συστήματος, η κατανόηση όλων των ειδών των φυσικών περιοριστικών παραμέτρων μέσα στις οπτικές ίνες είναι το κλειδί για την ανάλυσή τους και το σχεδιασμό του συστήματος. Όσον αφορά τις SMF, οι βασικοί περιοριστικοί παράγοντες κατά τη μετάδοση ενός σήματος είναι η χρωματική διασπορά (chromatic dispersion (CD)), η διασπορά τρόπων πόλωσης (polarization mode dispersion (PMD)) και τα μη γραμμικά φαινόμενα λόγω των Kerr-effects. Όλες αυτές οι παραμορφώσεις οδηγούν στο φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής (intersymbol interference (ISI)) στο σήμα μετάδοσης και κατ' επέκταση στην απόδοση όλου του οπτικού συστήματος. Όλες αυτές οι παραμορφώσεις συμβαίνουν και στις MMF. Ωστόσο λόγω των εκατοντάδων τρόπων μετάδοσης που υπάρχουν στις MMF υπάρχει ένα επιπλέον κυρίαρχο φαινόμενο γνωστό και ως διασπορά τρόπων (modal dispersion) ή διασπορά πολλαπλών διαδρομών (multipath dispersion) που προκαλείται από την διαφορική καθυστέρηση τρόπου (differential mode delay (DMD)), μεταξύ όλων των τρόπων, έχοντας διαφορετικό χρόνο διάδοσης μέσα στην ίνα.

2.1.3 Οπτικοί δέκτες

Ο ρόλος του οπτικού δέκτη είναι να μετατρέπει το οπτικό σήμα πάλι σε ηλεκτρικό και να ανακτά τις πληροφορίες που έχουν μεταδοθεί μέσω ενός οπτικού συστήματος. Το βασικό του εξάρτημα είναι ένας φωτοανιχνευτής ή αλλιώς φωτοδίοδος που μετατρέπει το φως σε ηλεκτρικό παλμό μέσω φωτοηλεκτρικού φαινομένου. Οι απαιτήσεις για μία φωτοδίοδο είναι όμοιες με εκείνες της οπτικής πηγής. Θα πρέπει να έχει μεγάλη ευαισθησία, γρήγορη απόκριση, χαμηλό θόρυβο, χαμηλό κόστος και μεγάλη αξιοπιστία. Το μέγεθος του είναι συγκρίσιμο με το μέγεθος του πυρήνα της οπτικής ίνας.

Ο βασικός μηχανισμός της διαδικασίας φωτοανίχνευσης είναι η οπτική απορρόφηση. Αν η ενέργεια hf των προσπίπτοντων φωτονίων υπερβεί το ενεργειακό χάσμα, ένα ζεύγος ηλεκτρονίου-οπής δημιουργείται κάθε φορά που ένα φωτόνιο απορροφάται από τον ημιαγωγό. Κάτω από την επίδραση ηλεκτρικού πεδίου που καθορίζεται από την εφαρμοσμένη τάση, τα ηλεκτρόνια και οι οπές σαρώνονται στα άκρα του ημιαγωγού, με αποτέλεσμα τη ροή ηλεκτρικού ρεύματος γνωστό και ως φωτόρευμα $I_p = R P_{in}$ όπου R είναι η αποκρισιμότητα (responsivity) της φωτοδίοδου σε μονάδες (A/W) και εκφράζει το ρεύμα που παράγεται ανά μονάδα προσπίπτουσας οπτικής ισχύος. Η αποκρισιμότητα R μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει της βασικής ποσότητας η , που ονομάζεται κβαντική απόδοση (quantum efficiency) $R = \eta q / hf$ όπου και q , h και f είναι το ηλεκτρικό φορτίο, η σταθερά Planck ($\approx 6.626 \cdot 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}$) και εκφράζει την πιθανότητα ένα προσπίπτον φωτόνιο να δώσει ένα ζεύγος ηλεκτρονίου οπής.

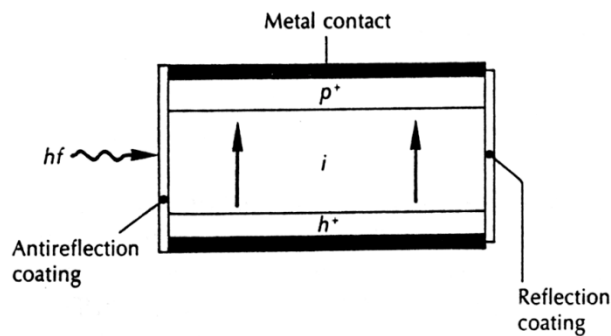
Οι φωτοδιόδοι μπορούν χονδρικά να ταξινομηθούν σε δύο κατηγορίες : στους φωτοαγωγίμους και στους φωτοβολταϊκούς (π.χ. ηλιακά στοιχεία δημιουργώντας τάση παρουσίας φωτός). Από τις δύο αυτές κατηγορίες μας ενδιαφέρουν οι φωτοαγωγιμοί όπως είναι οι ανάστροφες πολωμένες επαφές p-n οι οποίες χρησιμοποιούνται συχνά στα οπτικά συστήματα. Μια ανάστροφη πολωμένη φωτοδίοδος p-n παρουσιάζεται στο σχήμα 2.1.3.1, η οποία αποτελείται από μία περιοχή γνωστή σαν περιοχή απογύμνωσης ή αραιώσης, που στην ουσία είναι κενή από ελεύθερους φορείς φορτίου και όπου ένα μεγάλο εσωτερικό ηλεκτρικό πεδίο αλλάζει τη ροή των ηλεκτρονίων από την πλευρά -n στην πλευρά -p.



Σχήμα 2.1.3.1: Φωτοδίοδος τύπου p-n, φαίνεται η ένταση πεδίου E στις περιοχές απογύμνωσης (depletion) και διάχυσης (diffusion)

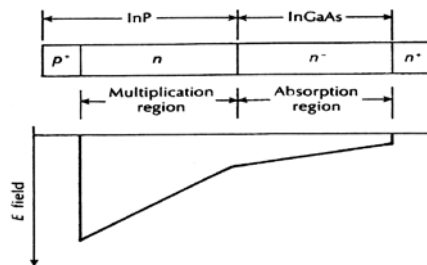
Κάποτε οι φωτοδιόδοι p-n ήσαν οι επικρατέστερες διατάξεις φώρασης που χρησιμοποιούσαμε στα οπτικά συστήματα, σήμερα όμως έχουν αντικατασταθεί από τις διατάξεις p-i-n (positive- intrinsic-negative) και χιονοστιβάδας (avalanche photodiode-

APD). Στο σχήμα 2.1.3.2 παρατηρούμε μία φωτοδιόδος p-i-n, όπου η βασική διαφορά της από την φωτοδιόδο p-n είναι ότι η συνιστώσα μετατόπισης του φωτορεύματος κυριαρχεί έναντι της συνιστώσας διάχυσης επειδή το μεγαλύτερο μέρος της προσπίπτουσας ισχύος απορροφάται στο εσωτερικό της περιοχής - i μιας φωτοδιόδου p-i-n. Η περιοχή- i είναι ένας ενδογενής ημιαγωγός που προστίθενται για την διεύρυνση της περιοχής απογύμνωσης η αλλιώς αραιώσης. Στο σχήμα 2.1.3.3 παρατηρούμε τη δομή μιας φωτοδιόδου χιονοστιβάδας (APD), η οποίες έχουν μεγαλύτερες τιμές R καθώς έχουν σχεδιαστεί να παρέχουν μια εσωτερική απολαβή ρεύματος όπως οι λυχνίες με φωτοπολλαπλασιαστή. Χρησιμοποιούνται όταν η ποσότητα της οπτικής ισχύος που φτάνει στο δέκτη, είναι περιορισμένη. Οι APD διαφέρουν στην σχεδιάσή τους από τις φωτοδιόδους p-i-n κυρίως σ' ένα σημείο:



Σχήμα 2.1.3.2: Φωτοδιόδος PIN

προστίθενται ένα επιπλέον στρώμα, όπου δημιουργείται ένα δευτερεύον ζευγάρι ηλεκτρονίου-οπής, μέσω ιονισμού με κρούση [25],[26]. Κάτω από ανάστροφη πόλωση, υπάρχει ένα υψηλότερο ηλεκτρικό πεδίο στο στρώμα τύπου-p που βρίσκεται μεταξύ των στρωμάτων τύπου-i και τύπου-n+. Το στρώμα αυτό ονομάζεται στρώμα πολλαπλασιασμού (multiplication region), αφού δημιουργούνται εδώ δευτερογενή ζεύγη ηλεκτρονίου-οπής, μέσω ιονισμού με κρούση. Το στρώμα-i λειτουργεί ακόμη σαν περιοχή απογύμνωσης, στην οποία τα περισσότερα από τα προσπίπτοντα φωτόνια απορροφώνται, ενώ παράλληλα δημιουργούνται αρχικά ζευγάρια ηλεκτρονίου-οπής. Τα ηλεκτρόνια που δημιουργούνται στην περιοχή-i, διασχίζουν την περιοχή απολαβής (absorption region) και δημιουργούν δευτερογενή ζεύγη ηλεκτρονίου-οπής, που ευθύνονται για την απολαβή του ρεύματος.



Σχήμα 2.1.3.3: Φωτοδιόδος APD

Οι APD φωτοδιόδοι λόγω της απολαβής παρέχουν την δυνατότητα ανίχνευσης ενός εξασθενημένου σήματος, προσδίδουν περισσότερο θόρυβο στο σήμα, έχουν μικρότερη

ευαισθησία σε αλλαγές θερμοκρασίας ενώ συγχρόνως απαιτούν μεγαλύτερη τάση και είναι ακριβότερες από τις φωτοδιόδους τύπου p-i-n.

Για τους οπτικούς δέκτες είναι σημαντικό να αναφερθούν δύο βασικοί μηχανισμοί θορύβου, ο θόρυβος βολής (shot noise) και ο θερμικός θόρυβος (thermal noise) [27]-[28], οι οποίοι ευθύνονται για τις διακυμάνσεις του ρεύματος σε όλους τους οπτικούς δέκτες, ακόμη κι όταν η προσπίπτουσα οπτική ισχύς P_{in} είναι σταθερή.

- Θόρυβος βολής, σχετίζεται με το ότι το φως αποτελείται από φωτόνια και κάθε προσπίπτον φωτόνιο παράγει έτσι ένα ηλεκτρόνιο.

$$\langle i^2_{shot} \rangle = 2 \cdot q \cdot I_p \cdot \Delta f \quad (2.6)$$

όπου q το φορτίο, $I_p = R P_{in}$ το μέσο ρεύμα και Δf το εύρος ζώνης

- Θερμικός θόρυβος, είναι αποτέλεσμα των θερμικά παραγόμενων τυχαίων διαταραχών στην αντίσταση.

$$\langle i^2_{ther} \rangle = 4 \cdot K_B \cdot T \cdot \Delta f / R_L \quad (2.7)$$

όπου K_B η σταθερά Boltzmann, T η απόλυτη θερμοκρασία και R_L η αντίσταση φορτίου.

Τέλος, ένας οπτικός δέκτης μετά την φωτοδίοδο αποτελείται από ένα ηλεκτρικό βαθυπερατό φίλτρο και την μονάδα ανάκτησης ρολογιού (clock recovery unit(CRU)). Το ηλεκτρικό βαθυπερατό φίλτρο χρησιμοποιείται για τον περιορισμό του εύρους ζώνης του σήματος, με ζητούμενο την ελαχιστοποίηση της επίδρασης του θορύβου ευρείας ζώνης στο σήμα. Βέβαια το φίλτρο αλλάζει το σχήμα των παλμών, δημιουργώντας παραμορφώσεις και αλληλεπιδράσεις μεταξύ διαδοχικών συμβόλων. Τυπικά σε συστήματα οπτικής μετάδοσης με NRZ διαμόρφωση, χρησιμοποιείται φίλτρο Bessel 3^{ης} και 4^{ης} τάξης με συχνότητα αποκοπής (-3dB) 0.7 του ρυθμού μετάδοσης. Το φίλτρο Bessel είναι γραμμικό φίλτρο με επίπεδη καθυστέρηση ομάδα γραμμική απόκριση φάσης και ομαλή μετάβαση στην αποκοπή. Η μονάδα ανάκτησης ρολογιού (CRU) χρησιμοποιείται για να καθοριστεί το ιδανικό σημείο του χρόνου δειγματοληψίας έτσι ώστε να προσδιοριστεί πότε ακριβώς ένα δυφίο είναι 0 ή 1 δηλαδή το σήμα πρέπει να δειγματοληφθεί στο ακριβές σημείο του χρόνου, όπου το κατακόρυφο άνοιγμα του ματιού είναι μέγιστο. Το μεγαλύτερο πρόβλημα του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού είναι το jitter το οποίο προκαλεί σφάλματα μετατοπίζοντας το σημείο αυτό απ' την ιδανική θέση [7],[8],[9].

2.2 Παραμορφώσεις που επηρεάζουν την απόδοση σε συστήματα οπτικών επικοινωνιών.

2.2.1 Εξασθένηση

Η εξασθένηση της ισχύος του σήματος μετάδοσης είναι ένα βασικό φαινόμενο που παρατηρείται στις τηλεπικοινωνίες που προκαλείται από το μέσο μετάδοσης, τον πομπό, καθώς επίσης και από τον δέκτη. Οι οπτικές ίνες εισαγάγουν πολύ λιγότερη εξασθένηση σε σύγκριση με άλλα συστήματα επικοινωνιών που χρησιμοποιούν καλώδια συνεστραμμένων ζευγών (twisted pair cable). Γενικά, η σχέση ανάμεσα στην οπτική ισχύ εξόδου P_{out} και στην οπτική ισχύ εισόδου P_{in} σε μια οπτική ίνα μήκους L μπορεί να εκφραστεί από την σχέση :

$$P_{out} = P_{in} \cdot e^{-\alpha \cdot L} \quad (2.8)$$

όπου α είναι η σταθερά εξασθένησης της ίνας. Επειδή η οπτική ισχύς P ισούται με το τετράγωνο του μέτρου (magnitude) του ηλεκτρικού πεδίου, ισοδύναμα η σχέση μπορεί να ξαναγραφτεί ως:

$$E_{out} = E_{in} \cdot e^{-(\alpha/2) \cdot L} \quad (2.9)$$

Η μονάδα μέτρησης δίνεται στη μορφή db για απλότητα και ο συντελεστής εξασθένησης εκφράζεται σε db/km, ο οποίος λέγεται α_{db} . Η παρακάτω εξίσωση δίνει την σχέση μεταξύ του α_{db} και του α .

$$\alpha = \alpha_{db} \cdot \ln(10/10) \quad (2.10)$$

Σε ζεύξεις μεγάλων αποστάσεων που χρησιμοποιείται SMF, η εξασθένηση ή η απώλεια ισχύος γενικά αντισταθμίζεται χρησιμοποιώντας οπτικούς ενισχυτές, όπως ημιαγωγικούς οπτικούς ενισχυτές (semiconductor optical amplifier (SOA)), ενισχυτές με ίνα προσμίξεων ερβίου (erbium doped fiber amplifiers (EDFA)) και ενισχυτές Raman [9]. Όλοι αυτοί οι οπτικοί ενισχυτές εισάγουν θόρυβο λόγω της ενισχυμένης αυθόρμητης εκπομπής (amplified spontaneous emission (ASE)) που προκαλεί μείωση της ποιότητας του οπτικού σήματος και έχει ως συνέπεια τελικά να υπάρχει επίδραση στο ρυθμό εμφάνισης σφαλμάτων (bit-error-rate-(BER)). Ο οπτικός θόρυβος αναλύεται σε επόμενη ενότητα.

2.2.2 Χρωματική διασπορά

Η SMF έχει στενό πυρήνα που επιτρέπει την ύπαρξη ενός μόνο εγκάρσιου (transversal) τρόπου, για αυτό και η διασπορά εξαιτίας των πολλαπλών χωρικών τρόπων είναι αμελητέα (modal dispersion). Ωστόσο, ένα οπτικό σήμα έχει ένα περιορισμένο εύρος ζώνης που καθορίζεται από τη φασματική γραμμή του laser και το εύρος ζώνης της διαμόρφωσης (modulation BW). Η χρωματική διασπορά δημιουργείται εξαιτίας του γεγονότος ότι τα χαρακτηριστικά της SMF εξαρτώνται από την συχνότητα. Γενικά, το πεδίο ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος που μεταδίδεται κατά μήκος ενός κυματοδηγού δίνεται από τη σχέση :

$$E(x,y,z,t) = E_0(x,y,z,t) \cdot e^{j(\beta z - \omega t)} \quad (2.11)$$

όπου $E(x,y,z,t)$ είναι το πεδίο στο χρόνο καθώς μεταδίδεται στην διεύθυνση z με ορισμένο σχήμα τρόπου (shape mode) στο xy επίπεδο, β είναι η σταθερά διάδοσης και ω είναι η κυκλική συχνότητα (angular frequency). Στην οπτική ίνα, η σταθερά διάδοσης που εξαρτάται από την συχνότητα δίνεται από τον τύπο:

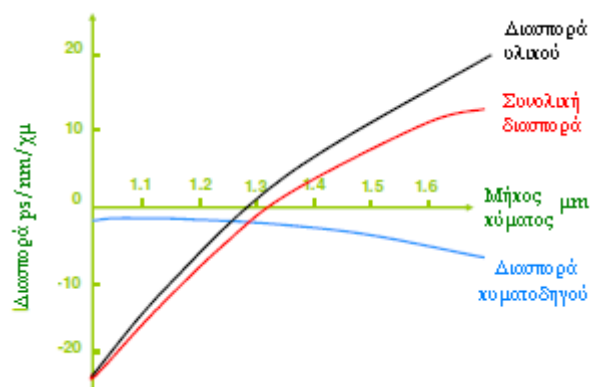
$$\beta(\omega) = n(\omega) \cdot \omega / c \quad (2.12)$$

όπου το $n(\omega)$ είναι ο αποδοτικός βαθμός διάθλασης που εξαρτάται από τη συχνότητα και c είναι η ταχύτητα του φωτός στο κενό ($c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$). Η χρωματική διασπορά τις περισσότερες φορές δίνεται σε μονάδες μήκους κύματος:

$$D = (-2\pi c / \lambda^2) \cdot \beta_2 \quad (2.13)$$

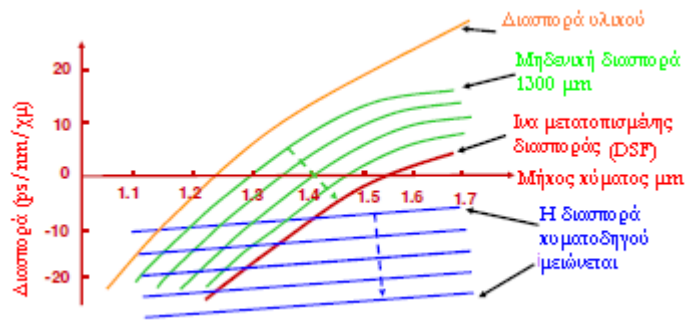
όπου λ το μήκος κύματος, $\beta_2 = d^2\beta/d\omega^2$ η παράμετρος χρωματικής διασποράς (GVD) που καθορίζει το πόσο έχει διευρυνθεί ένας οπτικός παλμός κατά την μετάδοση του μέσα στην ίνα και D η παράμετρος διασποράς σε μονάδες (ps/nm/km).

Υπάρχουν δύο είδη διασποράς που καθορίζουν την τιμή της χρωματικής διασποράς σε ένα δεδομένο μήκος κύματος: η διασπορά υλικού (material dispersion) εξαιτίας της αλλαγής του δείκτη διάθλασης του πυριτίου με το μήκος κύματος και η διασπορά κυματοδηγού (waveguide dispersion) εξαιτίας της δομής της ίνας [5]. Τα δύο αυτά είδη διασποράς ακυρώνονται στα 1.3 μm στις SSMF, δίνοντας μηδενική διασπορά σε αυτό το σημείο, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 2.2.2.1. Ωστόσο, η SSMF έχει σχετικά μεγάλες οπτικές απώλειες (0.5 dB/χμ) σε αυτό το μήκος κύματος εξαιτίας της σκέδασης Rayleigh και δεν υπάρχει οπτικός ενισχυτής εμπορικά διαθέσιμος σε αυτό το μήκος κύματος. Για αυτούς τους λόγους, αυτό το μήκος κύματος (1.3 μm) χρησιμοποιείται μόνο για εφαρμογές μικρών αποστάσεων (<10 χμ). Η ανάπτυξη για εφαρμογές συστημάτων μεγάλων αποστάσεων και για μητροπολιτικά δίκτυα έχει επικεντρωθεί κυρίως σε μήκη κύματος γύρω από την περιοχή των 1.55 μm εξαιτίας των χαμηλών απωλειών (0.2 dB/χμ) και της διαθεσιμότητας των οπτικών ενισχυτών EDFA, δίνοντας τη δυνατότητα για μετάδοση σε μεγάλες αποστάσεις χωρίς ηλεκτρική αναπαραγωγή του σήματος. Ωστόσο, παρά το γεγονός ότι οι ηλεκτρικοί ανατροφοδότες έχουν εξαλειφτεί, η χρωματική διασπορά της τάξης των +17 ps/nm/χμ γίνεται ο περιοριστικός παράγοντας για μετάδοση σε SSMF σε αυτό το μήκος κύματος.



Σχήμα 2.2.2.1: Ολική διασπορά στις SSMF

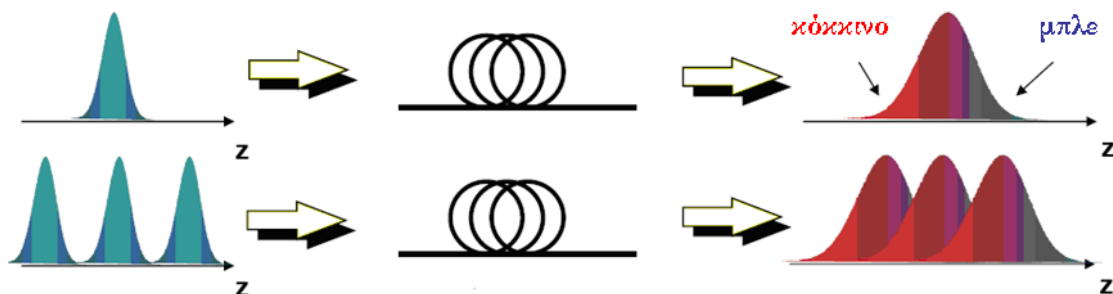
Είναι δυνατόν με προσεκτικό έλεγχο της διαμέτρου του πυρήνα της ίνας και του προφίλ του δείκτη διάθλασης να τροποποιηθούν τα χαρακτηριστικά της διασποράς της ίνας. Για παράδειγμα, το σχήμα 2.2.2.2 παρουσιάζει τα χαρακτηριστικά διασποράς για μία ίνα μετατοπισμένης διασποράς (dispersion shifted fiber (DSF)). Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.2.2.2, η DSF παρουσιάζει μηδενική διασπορά σε μήκη κύματος κοντά στα 1.55 μm αν και στην πράξη οποιαδήποτε τιμή διασποράς μπορεί να σχεδιαστεί. Για DWDM συστήματα απεικόνισης της διασποράς (dispersion mapped), συνήθως επιλέγεται μία μικρή θετική ή αρνητική τιμή για τον έλεγχο της επίδρασης των μη γραμμικών παραμορφώσεων. Αυτές οι ίνες περιγράφονται ως ίνες μη-μηδενικής μετατοπισμένης διασποράς (nonzero dispersion shifted fibers (NZ-DSF)). Ωστόσο, η μεγαλύτερη πλειοψηφία εγκατεστημένων οπτικών ινών είναι τύπου SSMF και το κόστος αποκατάστασης είναι απαγορευτικό.



Σχήμα 2.2.2.2: Χαρακτηριστικά χρωματικής διασποράς για ίνα DSF

Το φαινόμενο της χρωματικής διασποράς σε ένα δυαδικό παλμό φαίνεται στο σχήμα 2.2.2.3. Οι διαφορετικές συχνοτικές συνιστώσες στον παλμό μεταδίδονται με διαφορετικές ταχύτητες μέσα στην ίνα κάτι που οδηγεί σε διαπλάτυνση του παλμού. Για αυτόν το λόγο και η απόφαση σε κάθε περίοδο του δυφίου εξαρτάται από τα γειτονικά δυφία στην μεταδιδόμενη ακολουθία δυφίων (φαινόμενο ISI) και το οποίο παρουσιάζεται στο σχήμα 2.2.2.3. Η διαπλάτυνση του παλμού λόγω της χρωματικής διασποράς δίνεται από την σχέση:

$$T_{cd} = D \cdot \Delta\lambda \cdot L \quad (\text{σε ps}) \quad (2.14)$$



Σχήμα 2.2.2.3: Διασυμβολική παρεμβολή που δημιουργείται από το φαινόμενο της χρωματικής διασποράς

όπου $\Delta\lambda$ είναι το εύρος ζώνης του σήματος σε nm και L είναι το μήκος της ίνας σε χμ. Το $\Delta\lambda$ εξαρτάται γενικά από το είδος της διαμόρφωσης και το ρυθμό των συμβόλων (symbol

rate).Λαμβάνοντας για παράδειγμα ένα παλμό με διαμόρφωση “έντασης” μη επιστροφής στο μηδέν (nonreturn to zero on-off keying), υπάρχει ένα δυψίο για κάθε σύμβολο και το εύρος ζώνης δίνεται περίπου από την εξίσωση 2.15:

$$\Delta\lambda=1.4\cdot\lambda^2\cdot r_b/c \quad (2.15)$$

όπου το λ είναι το μήκος κύματος, c η ταχύτητα του φωτός($3\cdot 10^8$ m/s²) και έχει υποθεθεί ότι το εύρος ζώνης ενός NRZ-OOK σήματος είναι 1.4 φορές το ρυθμό μετάδοσης.

2.2.3 Διασπορά τρόπων πόλωσης

Ιδανικά, οι δύο ορθογώνιες καταστάσεις πόλωσης στην μονότροπη ίνα είναι εντελώς ίδιες (εμφυλισμένες). Ωστόσο, εξαιτίας των ατελειών κατά τη διαδικασία κατασκευής της ίνας, ο πυρήνας μπορεί να είναι μη-κυλινδρικός ή μη συμμετρικός εξαιτίας της δομής του υλικού. Οποιοσδήποτε μηχανικές στρεβλώσεις γίνονται στην ήδη εγκατεστημένη οπτική ίνα, οξύνουν αυτά τα φαινόμενα. Αυτά τα μη ιδανικά χαρακτηριστικά προκαλούν τις δύο καταστάσεις πόλωσης να είναι ξεχωριστές και να έχουν διαφορετικούς δείκτες διάθλασης. Όπως η χρωματική διασπορά οφείλεται στο γεγονός ότι διαφορετικά μήκη κύματος διαδίδονται με διαφορετικές ταχύτητες μέσα στην ίνα, έτσι και η διασπορά τρόπων πόλωσης προκαλείται από το γεγονός ότι οι δύο καταστάσεις πόλωσης ταξιδεύουν με διαφορετικές ταχύτητες ομάδας μέσα στην ίνα με αποτέλεσμα ο ένας παλμός να εμφανίζεται ως δύο παλμοί στον δέκτη, οδηγώντας σε ISI. Αυτός ο διαχωρισμός του παλμού στο χρόνο καλείται διαφορική καθυστέρηση ομάδας (differential group delay (DGD)). Στην πράξη, κάθε κομμάτι της ίνας θα επιδείξει διαφορετικά PMD χαρακτηριστικά, για αυτό και το DGD θα μεταβάλλεται με τυχαίο τρόπο κατά τη διάρκεια του οποίου η μετάδοση μέσα από την ίνα εξαρτάται από την τετραγωνική ρίζα της απόστασης μετάδοσης. Για αυτό το λόγο, το PMD συνήθως υπολογίζεται σε σχέση με το μέσο όρο του DGD ανά τετραγωνική ρίζα της απόστασης (σε ps/ $\sqrt{\text{km}}$). Ωστόσο, μεταβολές στη θερμοκρασία αλλά και μηχανικές δονήσεις που λαμβάνουν χώρα κατά μήκος της ίνας προκαλούν τυχαίες μεταβολές στο DGD και τυχαίες τιμές που πολλές φορές είναι ο μέσος όρος αυτών. Για την αποφυγή σοβαρών προβλημάτων, το DGD πρέπει να είναι ένα μικρό κλάσμα της περιόδου του δυψίου (<0.3). Για αυτό, όσο ο ρυθμός μετάδοσης αυξάνεται και η περίοδος του δυψίου μειώνεται, τόσο μεγαλύτερη είναι η επίδραση που έχει το PMD στην απόδοση του συστήματος. Το PMD είναι ουσιαστικά ένα πρόβλημα στα οπτικά συστήματα επικοινωνιών όταν ο ρυθμός μετάδοσης είναι πάνω από τα 40 Gb/s. Οι πιο πρόσφατες οπτικές ίνες έχουν κατασκευαστεί με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε να παρουσιάζουν χαμηλές τιμές PMD επιτρέποντας μετάδοση σε μεγάλες αποστάσεις με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης [7], [8], [9].

2.2.4 Οπτικός Θόρυβος

Σε ένα δίκτυο επικοινωνίας μεγάλων αποστάσεων που χρησιμοποιούνται οπτικοί ενισχυτές, η κυρίαρχη πηγή θορύβου είναι ο θόρυβος λόγω του ASE (Amplified Spontaneous Emission) που δημιουργείται από τους οπτικούς ενισχυτές. Άλλες πηγές θορύβου, όπως ο θόρυβος βολής (shot noise) και ο θερμικός θόρυβος (thermal noise) μπορούν συνήθως να αμεληθούν καθώς δεν επηρεάζουν τη συνολική απόδοση του συστήματος. Αυτό είναι αλήθεια για όλα τα οπτικά συστήματα επικοινωνιών που χρησιμοποιούν οπτικούς ενισχυτές ανεξάρτητα του σήματος ή του τύπου του οπτικού ενισχυτή. Ο πιο γνωστός και διαδεδομένος οπτικός ενισχυτής που χρησιμοποιείται σήμερα στα οπτικά συστήματα είναι ο EDFA, ο οποίος αποτελείται από ένα μήκος ίνας που έχει

“ντοπαριστει” από ιόντα ερβίου ικανά να παράγουν οπτικό κέρδος. Η άντληση για την δημιουργία αναστροφών πληθυσμών (population inversion) γίνεται με ένα ή περισσότερα εξωτερικά lasers. Έτσι, καθώς το σήμα μεταδίδεται μέσα στην ίνα, ενισχύεται μέσω εξαναγκασμένης εκπομπής. Ωστόσο, η αυθόρμητη εκπομπή συμβαίνει σε κάθε ενισχυτή ο οποίος γεννάει θόρυβο φασματικής πυκνότητας ισχύος ο οποίος δίνεται από την εξίσωση [9]:

$$P_{ase} = F_n (G-1) h f \text{ per Hz} \quad (2.16)$$

όπου το G είναι η απολαβή του οπτικού ενισχυτή στη γραμμική περιοχή λειτουργίας, h είναι η σταθερά του Planck, f είναι η συχνότητα των φωτονίων και F_n είναι ο παράγοντας θορύβου (noise figure) του ενισχυτή εξαιτίας της αυθόρμητης εκπομπής η οποία εξαρτάται από το σχεδιασμό του ενισχυτή αν και έχει ένα θεωρητικό ελάχιστο που ισούται με 2.

Ο οπτικός σηματοθορυβικός λόγος (optical signal-to-noise ratio (OSNR)) ορίζεται σαν την αναλογία της οπτικής ισχύος προς την ισχύ του θορύβου μετρούμενη σε ένα δεδομένο εύρος ζώνης. Το τέλειο εύρος ζώνης για OSNR μετρήσεις εξαρτάται από το σήμα που εξετάζεται. Για σήματα των 10 Gb/s, στα περισσότερα οπτικά συστήματα επικοινωνιών χρησιμοποιείται ένα εύρος ζώνης της τάξης των 0.1 nm (= 12.5 GHz για μήκος κύματος στα 1.55 μm). Στην πιο απλή περίπτωση στην οποία υπάρχουν N μήκη οπτικών ινών, ίσων αποστάσεων L , το κέρδος του EDFA καθορίζεται έτσι ώστε να προσαρμόζεται με τις απώλειες που υφίσταται το σήμα λόγω των μηκών των οπτικών ινών και δίνεται από τη σχέση:

$$G = 10 \log_{10} (P_{out} / P_{in}) \quad \text{ή} \quad G = \alpha_{db/km} \cdot L \quad (2.17)$$

Σε αυτήν την περίπτωση, το τελικό OSNR δίνεται από [2]:

$$OSNR = \frac{P_L / N}{F_n \cdot (G-1) h f \cdot \Delta f} \quad (2.18)$$

όπου α είναι η εξασθένιση μέσα στην ίνα σε dB/χμ, Δf είναι το εύρος ζώνης του θορύβου μέτρησης και το P_L είναι η ισχύς του σήματος που εισάγεται μέσα σε κάθε μήκος N .

Παρατηρώντας τις δύο παραπάνω εξισώσεις, όσο ο ASE θόρυβος που προστίθεται από κάθε ενισχυτή είναι ανεξάρτητος από την ισχύ του σήματος, έχει ως αποτέλεσμα για μεγαλύτερη οπτική ισχύ εισαγωγής στην ίνα να επιτυγχάνονται υψηλότερες τιμές OSNR. Ωστόσο, όπως θα αναφερθεί στην παράγραφο 2.2.5, η ισχύς που εισάγεται στην ίνα περιορίζεται από τις μη γραμμικές παραμορφώσεις μέσα σε αυτήν.

Η κυρίαρχη συνέπεια του ASE θορύβου στον λαμβανόμενο σήμα εξαρτάται από την επίδραση του νόμου της τετραγωνικής ρίζας (square-law) του φωρατή και περιλαμβάνει την επίδραση του σήματος με τον ASE θόρυβο και τον ASE θόρυβο με τον εαυτό του. Η χρησιμοποίηση ενός ζωνοπερατού οπτικού φίλτρου ακριβώς πριν από τον φωρατή χρησιμοποιείται για την μείωση και των δύο ειδών πηγών θορύβου που αναφέρθηκαν.

2.2.5 Μη γραμμικές παραμορφώσεις

Η απόκριση οποιουδήποτε διηλεκτρικού υλικού στο φως γίνεται μη-γραμμική στα έντονα ηλεκτρομαγνητικά πεδία, και οι οπτικές ίνες δεν αποτελούν εξαίρεση. Παρόλο που το πυρίτιο δεν αποτελεί ένα εγγενώς πολύ γραμμικό υλικό, η γεωμετρία της κυματοδότησης, που περιορίζει το φως σε μια μικρή διατομή σε μεγάλα μήκη ίνας, κάνει τα μη γραμμικά φαινόμενα πολύ σημαντικά στο σχεδιασμό μοντέρνων οπτικών συστημάτων.

Οι μη γραμμικές παραμορφώσεις στις οπτικές ίνες μπορούν να διαχωριστούν σε αυτές που οφείλονται σε μη γραμμικές διαθλάσεις και σε αυτές που δημιουργούνται εξαιτίας των μη γραμμικών φαινομένων σκέδασης. Τα φαινόμενα σκέδασης είναι: η εξαναγκασμένη σκέδαση Raman (stimulated Raman scattering (SRS)) και η εξαναγκασμένη σκέδαση Brillouin (stimulated Brillouin scattering), που είναι μη γραμμικές διεργασίες σκέδασης που διαμορφώνουν το φως στην οπτική ίνα προκαλώντας μία μετατόπιση της συχνότητας. Οι δύο αυτές παραμορφώσεις αφορούν το φως ενός μήκους κύματος το οποίο επηρεάζει ένα άλλο μήκος κύματος. Το SRS έχει ένα πολύ υψηλό κατώφλι ισχύος, μεγαλύτερο από 1 W, το οποίο είναι απίθανο να αντιμετωπιστεί στα περισσότερα συστήματα. Το SBS έχει ένα μικρότερο κατώφλι, αλλά μπορεί να εξαλειφτεί αποτελεσματικά προκαλώντας μια παλινδρομήση (dither) στη συχνότητα της τάξης των μερικών δεκάδων KHz στο laser του πομπού.

Τα μη γραμμικά φαινόμενα διάθλασης προκαλούνται από το γεγονός ότι ο δείκτης διάθλασης του πυριτίου εξαρτάται από την ισχύ του σήματος [9]:

$$n = n_0 + n_2 \cdot P / A_{\text{eff}} \quad (2.19)$$

όπου n_0 είναι ο δείκτης διάθλασης του πυριτίου σε χαμηλές εντάσεις (intensities), n_2 είναι ο μη γραμμικός δείκτης διάθλασης, P είναι η στιγμιαία ισχύς και A_{eff} είναι η αποδοτική περιοχή (effective area) στην ίνα. Αυτό δημιουργεί μία μετατόπιση της φάσης που δίνεται από την εξίσωση:

$$\varphi = n_2 \cdot P / A_{\text{eff}} \cdot \beta \cdot L = \gamma \cdot P \cdot L \quad (2.20)$$

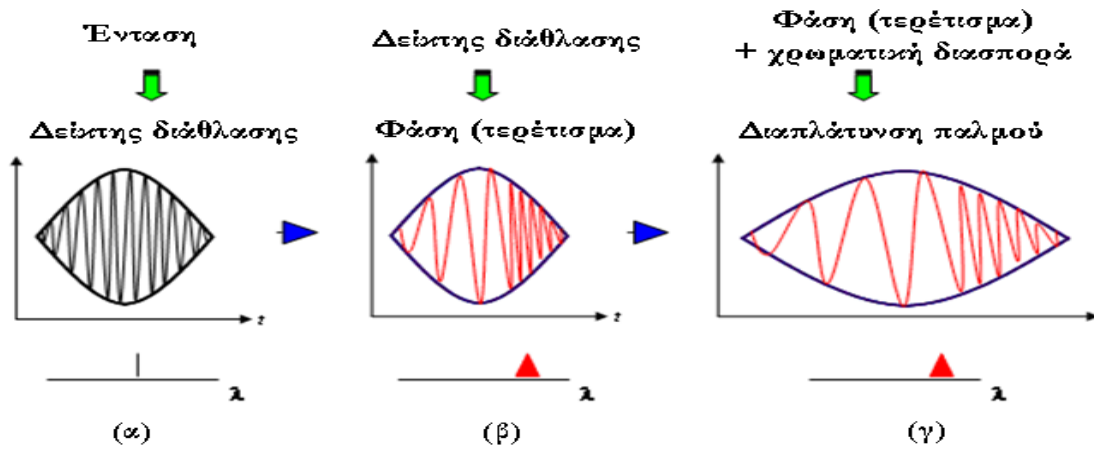
όπου β η σταθερά μετάδοσης $2\pi \cdot n / \lambda$, γ είναι η μη γραμμική παράμετρος της ίνας $\gamma = k_0 \cdot n_2 / A_{\text{eff}}$ (τυπικά η τιμή της για SSMF είναι $1.22 \text{ W}^{-1} \text{ km}^{-1}$) και L είναι το μήκος της ίνας.

Η αυτοδιαμόρφωση φάσης (self phase modulation (SPM)) συμβαίνει όταν οι μεταβολές της ισχύος στο σήμα διαμορφώνουν τη φάση του ίδιου του σήματος. Η χρωματική διασπορά προξενεί αυτή τη διαφορά φάσης να μετατραπεί σε διαμόρφωση έντασης και κατά συνέπεια σε ISI. Η παραμόρφωση μεγαλώνει όσο η ισχύς που εισάγεται στην ίνα αυξάνει.

Πιο συγκεκριμένα, η βασική πηγή δημιουργίας της αυτοδιαμόρφωσης φάσης είναι η εξάρτηση του δείκτη διάθλασης της ίνας με την ισχύ. Για αυτό, ο μεταβαλλόμενος δείκτης διάθλασης που αλλάζει με την ένταση, ενεργεί σε διαφορετικά τμήματα του παλμού (φάση (α) του σχήματος 2.2.5.1) και προκαλεί τροποποιήσεις στην φάση του. Συνεπώς, διαφορετικά μέρη του παλμού υφίσταται διαφορετικές μετατοπίσεις φάσης που δημιουργούν τερέτισμα στον παλμό (φάση (β) του σχήματος 2.2.5.1). Αυτό το τερέτισμα προσθέτει φασματικό περιεχόμενο στο φως με αποτέλεσμα να είναι πιο ευαίσθητο στην χρωματική διασπορά (φάση (γ) του σχήματος 2.2.5.1). Αυτό το φαινόμενο παρουσιάζεται στο σχήμα 2.2.5.1 Δεν είναι η αυτοδιαμόρφωση φάσης που δημιουργεί την διαπλάτυνση του παλμού, αλλά η χρωματική διασπορά που είναι έμφυτη στην ίνα. Αυτό το τερέτισμα που δημιουργείται είναι ανάλογο της ισχύος του μεταδιδόμενου παλμού έτσι ώστε το SPM υπάρχει μόνο σε συστήματα τα οποία χρησιμοποιούν υψηλές τιμές ισχύος μετάδοσης [12], [13].

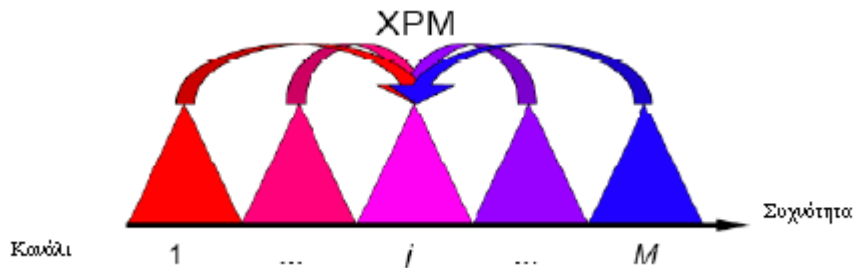
Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, υπάρχει μια ισχυρή σχέση μεταξύ του SPM και της χρωματικής διασποράς. Αν τα φαινόμενα της χρωματικής διασποράς και του SPM είναι περίπου ίσα, αλλά η χρωματική διασπορά υπερέχει, τότε το SPM μπορεί να μειώσει την διαπλάτυνση του παλμού που δημιουργείται από τη χρωματική διασπορά. Η διαπλάτυνση του παλμού παραμένει σταθερή αν τα δύο αυτά φαινόμενα είναι ίδια. Τέλος, πρέπει να

αναφερθεί ότι όταν η χρωματική διασπορά είναι αμελητέα, τότε το SPM οδηγεί σε διαμόρφωση πλάτους του παλμού [14].



Σχήμα 2.2.5.1: Αυτοδιαμόρφωση φάσης (SPM)

Ιδιαίτερη εμφάνιση δίνεται στα μη γραμμικά φαινόμενα τα οποία αφορούν τα DWDM συστήματα τα οποία χρησιμοποιούνται για την αύξηση της χωρητικότητας της ίνας. Αυτά τα φαινόμενα είναι γνωστά σαν ετεροδιαμόρφωση φάσης (cross phase modulation(XPM)) και μίξη τεσσάρων φωτονίων (four wave mixing (FWM)). Η ετεροδιαμόρφωση φάσης αποτελεί αλληλεπίδραση συνδιαδιδόμενων παλμών με διαφορετικές φέρουσες όπου η φάση ενός καναλιού επηρεάζεται από την ισχύ των γειτονικών του (βλέπε σχήμα 2.2.5.2).



Σχήμα 2.2.5.2: Ετεροδιαμόρφωση φάσης (XPM)

Πάλι η χρωματική διασπορά μετατρέπει τη διαφορά φάσης σε παραμόρφωση έντασης. Σε ένα μεγάλο DWDM σύστημα, η συνολική ισχύς μέσα στην ίνα μπορεί να είναι πολύ μεγάλη, αλλά με την παρουσία της χρωματικής διασποράς, το XPM εξομαλύνεται από την επίδραση του walk off [15]. Σε αυτή την περίπτωση, η χρωματική διασπορά κάνει τα κανάλια να μεταδίδονται κατά μήκος της ίνας με διαφορετικές ταχύτητες έτσι ώστε οι παλμοί να μην είναι ευθυγραμμισμένοι για μεγάλες χρονικές περιόδους. Έτσι η επίδραση του XPM στην απόδοση του συστήματος είναι αντιστρόφως ανάλογη με την απόσταση μεταξύ των καναλιών των διαφόρων μηκών κύματος. Στα δίκτυα κορμού μεγάλων αποστάσεων (long haul backbone) συνήθως ορίζεται ως ελάχιστη απόσταση μεταξύ των καναλιών η τιμή των 50 GHz (ακόμα και αν αρχικά όλα τα κανάλια δεν χρησιμοποιούνται). Για την εξάλειψη του XPM σε μεγάλα DWDM συστήματα χρησιμοποιείται κυρίως NZ-DSF ίνα για την ελαχιστοποίηση της παραμόρφωσης, επιτρέποντας ταυτόχρονα το walk-off.

Η μίξη τεσσάρων φωτονίων (four wave mixing (FWM)) συμβαίνει όταν δύο τρόποι ανταγωνίζονται μεταξύ τους στην μη γραμμική ίνα για να παράγουν άλλους διασυμβολικούς παλμούς. Αν αυτοί οι παλμοί δημιουργηθούν κοντά σε άλλους παλμούς τότε μπορεί να υπάρξει παραμόρφωση. Όπως και στην περίπτωση του XPM, η χρωματική διασπορά μπορεί να βοηθήσει στην εξάλειψη του FWM λόγω του walk off φαινομένου. Αξίζει να αναφερθεί ότι η μίξη τεσσάρων φωτονίων έχει μία μεγάλη διαφορά σε σύγκριση με τις άλλες μη γραμμικές παραμορφώσεις. Παρά το γεγονός ότι το SPM και το XPM εξαρτώνται άμεσα από το ρυθμό μετάδοσης, το FWM είναι ανεξάρτητο από αυτό, αλλά είναι άμεσα εξαρτώμενο από την απόσταση των καναλιών μεταξύ τους αλλά και από τη χρωματική διασπορά. Το FWM μπορεί να μειωθεί με τρεις τρόπους: α) μειώνοντας την ισχύ μετάδοσης, β) μειώνοντας τη διάρκεια του παλμού και γ) μειώνοντας την μέγιστη ισχύ του παλμού [14].

2.3 Τεχνολογίες για την αντιμετώπιση της χρωματικής διασποράς

2.3.1 Διαχείριση της διασποράς και ίνα απαλοιφής διασποράς

Η ίνα απαλοιφής της διασποράς (dispersion compensating fiber (DCF)) χρησιμοποιείται στα περισσότερα μητροπολιτικά δίκτυα και συστήματα οπτικών επικοινωνιών μεγάλων αποστάσεων μετάδοσης. Η DCF σχεδιάζεται να έχει μεγάλη αρνητική τιμή χρωματικής διασποράς. Τυπικά γύρω στα -100 ps/nm/χμ συγκρινόμενη με τα $+17$ ps/nm/χμ της SSMF. Για αυτόν το λόγο, πολλά χιλιόμετρα DCF ίνας απαιτούνται για να απαλείψουν τη χρωματική διασπορά ενός τυπικού μήκους οπτικής ίνας. Σε ένα διάλυο οπτικών επικοινωνιών, η DCF μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως ένα κομμάτι του συστήματος μετάδοσης. Ωστόσο, στις περισσότερες περιπτώσεις που υπάρχει η ανάγκη για την αναβάθμιση ενός ήδη εγκατεστημένου διαύλου επικοινωνίας σε μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης, για παράδειγμα στα 10 Gb/s ή παραπάνω η DCF τοποθετείται σε συνδυασμό με οπτικούς ενισχυτές κατά μήκος του διαύλου επικοινωνίας. Αυτά τα καρούλια οπτικής ίνας έχουν σημαντικό κόστος και βέβαια φυσικό μέγεθος. Επίσης, επιπρόσθετη ενίσχυση απαιτείται για να υπερνικήσει τις σημαντικές επιπρόσθετες απώλειες λόγω της DCF. Αυτό το φαινόμενο κατά το οποίο χρησιμοποιούνται οπτικοί ενισχυτές προκαλεί μείωση του OSNR στο δέκτη.

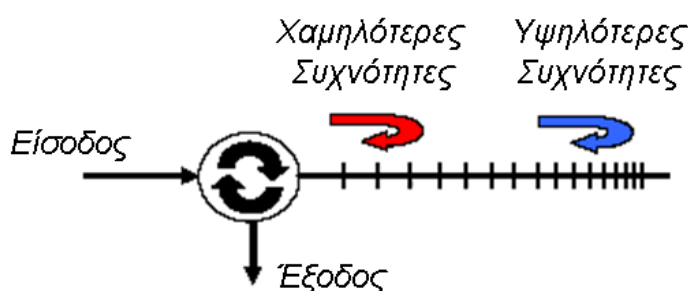
Η DCF επιτρέπει το σχεδιασμό DWDM συστημάτων, μεγάλων αποστάσεων χρησιμοποιώντας τη τεχνική διαχείρισης της διασποράς (dispersion management) (η οποία κάποιες φορές ονομάζεται και απεικόνιση της διασποράς (dispersion mapping)) κατά την οποία η διασπορά κατά μήκος του διαύλου επικοινωνίας καθορίζεται έτσι ώστε ταυτόχρονα να απαλείψει τη χρωματική διασπορά και να καταστέλλει τις μη γραμμικές παραμορφώσεις [16]. Η DCF μπορεί να απαλείψει μόνο τη χρωματική διασπορά ενός μόνο μήκους κύματος, ωστόσο για μεγάλα DWDM συστήματα πρέπει να χρησιμοποιείται DCF με μία κλίση της διασποράς που να αντιστοιχεί στο συγκεκριμένο μήκος κύματος. Αυτό είναι δύσκολο για SSMF και για παλαιότερες εκδόσεις της ίνας της μορφής NZ-DSF οι οποίες έχουν σημαντική κλίση. Για αυτό συχνά επιπρόσθετη απαλοιφή της χρωματικής διασποράς απαιτείται για ένα μήκος κύματος ή για ένα σύνολο μηκών κύματος προσθέτοντας βέβαια πολυπλοκότητα στο σύστημα. Στις μέρες μας, συνήθως ένας νεοεγκατεστημένος διάυλος μπορεί να υπερνικήσει αυτά τα θέματα χρησιμοποιώντας NZ-DSF μειωμένης κλίσης.

Ένα ακόμη μειονέκτημα της χρήσης DCF έγκειται στο γεγονός ότι η DCF προσφέρει προκαθορισμένη απαλοιφή της χρωματικής διασποράς. Για αυτό η τιμή της χρωματικής διασποράς της DCF ίνας πρέπει να αντιστοιχεί ακριβώς στο μήκος του διαύλου επικοινωνίας. Αν το μήκος του διαύλου επικοινωνίας αλλάξει, η διαδικασία αλλαγής της

DCF είναι μία δαπανηρή και χρονοβόρα διαδικασία. Ωστόσο, είναι ευρέως γνωστό ότι η DCF προσφέρει υψηλής ποιότητα απαλοιφή της χρωματικής διασποράς, ενώ έχει και ικανότητα να διαχειρίζεται την διασπορά περιοδικά κατά μήκος του διαύλου (και όχι στα τερματικά) το οποίο βοηθάει επίσης στην εξάλειψη των μη γραμμικών παραμορφώσεων.

2.3.2 Οπτικοί προσαρμοστικοί αντισταθμιστές

Πολλοί τύποι οπτικών προσαρμοστικών αντισταθμιστών έχουν παρουσιαστεί. Ίσως ο πιο διαδεδομένος από αυτούς είναι οι συστοιχίες φραγμάτων περιθλασης Bragg (chirped fibre bragg grating (CFBG)). Τα FBG είναι τμήματα SSMF με περιοδικό διαμορφωμένο δείκτη διάθλασης του πυρήνα. Ένα Bragg grating έχει μέγιστη ανάκλαση όταν η περίοδος περιθλασης ισούται με το μισό του μήκους κύματος. Έτσι ένα bragg grating με διαφορετική περίοδο περιθλασης κατά το μήκος του (βλέπε σχήμα 2.3.2.1) ανακλά μεγαλύτερα μήκη κύματος πριν από τα μικρότερα μήκη κύματος δημιουργώντας αντίθετη χρωματική διασπορά από ότι η SSMF έχει. Η τιμή της διασποράς μπορεί να συντονιστεί μεταβάλλοντας είτε το μήκος της ίνας, είτε την θερμοκρασία, είτε επιφέροντας μηχανικές καταπονήσεις. Ωστόσο, όσο η διασπορά συντονίζεται, αλλάζει το κεντρικό μήκος κύματος της απόκρισης. Τα περισσότερα CFBG είναι για απαλοιφή της διασποράς ενός μήκους κύματος. Ταυτόχρονη απαλοιφή πολλών διαφορετικών μηκών κύματος θα ήταν ένα πολύ σημαντικό πλεονέκτημα.



Σχήμα 2.3.2.1: Γενική ιδέα ενός CFBG

Άλλες οπτικές τεχνικές μπορούν να απαλείψουν τη χρωματική διασπορά για πολύ περισσότερα κανάλια και να προσφέρουν μεγαλύτερη περιοχή συντονισμού της διασποράς (dispersion tuning range). Διάφορες δομές έχουν προταθεί και παρουσιαστεί όπως η τεχνική imaged phased array αλλά και κάποια οπτικά φίλτρα πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης (finite impulse response (FIR)) μπορούν να κατασκευαστούν σαν επίπεδα κυλώματα κυματοδηγών [17],[18].

Οι προσαρμοστικοί οπτικοί αντισταθμιστές έχουν μία περιορισμένη περιοχή συντονισμού λίγων εκατοστών ps/nm. Θα απαιτούνταν ένας μεγάλος αριθμός τέτοιων στοιχείων για μετάδοση σε μεγάλες αποστάσεις. Ωστόσο, πέρα από μικρού μήκους διαύλους, πρέπει να χρησιμοποιηθεί επιπρόσθετα με το DCF και όχι αντί αυτού. Αυτά είναι περισσότερο κατάλληλα για συνολική εξάλειψη της διασποράς για ατομικά μήκη κύματος ή για ένα σύνολο μηκών κύματος μέσα σε ένα DWDM σύστημα απεικόνισης της διασποράς. Επιπρόσθετα, οι προσαρμοστικοί οπτικοί αντισταθμιστές τείνουν να έχουν τα ίδια μειονεκτήματα όπως και η DCF σε σχέση με το κόστος, το φυσικό τους μέγεθος και τις οπτικές απώλειές τους.

2.3.3 Μετάδοση μέσω εκμετάλλευσης του τερετίσματος

Το τερέτισμα που είναι η μεταβολή της συχνότητας μέσα στον παλμό, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την εξομάλυνση της χρωματικής διασποράς [9]. Το τερέτισμα μπορεί να δημιουργηθεί με διάφορους τρόπους, όπως για παράδειγμα με την εισαγωγή μεγάλης ισχύος μέσα στην οπτική ίνα και τη δημιουργία αυτοδιαμόρφωσης φάσης (βλέπε 2.2.5). Ένας παλμός προκαλεί τη φάση να διαμορφωθεί σύμφωνα με την εξίσωση ($\varphi = n_2 \cdot P / A_{\text{eff}} \cdot \beta L$), η μεταβολή της συχνότητας δίνεται από τον τύπο:

$$\Delta f = -d\varphi/dt = -\gamma \cdot dp/dt \cdot L \quad (2.21)$$

Αυτό προκαλεί στο μέτωπο (leading edge) του παλμού (με θετικό dP/dt) να έχει μικρότερη συχνότητα σε σύγκριση με την ουραία παρυφή (trailing edge) του παλμού (με αρνητική dP/dt). Όταν υπάρχει χρωματική διασπορά με $D > 0$, το αποτέλεσμα είναι ότι προκαλείται συμπίεση του παλμού όσο το μέτωπο του παλμού κινείται με μεγαλύτερη ταχύτητα σε σύγκριση με αυτή της ουραίας παρυφής του παλμού.

Αυτό το φαινόμενο είναι η βάση λειτουργίας των συστημάτων με σολιτόνια (solitons) [19]. Σε έναν κυματοδηγό χωρίς απώλειες, το τερέτισμα θα μπορούσε να καθοριστεί έτσι ώστε να αντισταθμίζει τελείως τη χρωματική διασπορά επιτρέποντας απεριόριστη απόσταση μετάδοσης. Στην πράξη, εξαιτίας της εξασθένησης της ίνας, το σήμα πρέπει να ενισχυθεί σε συμμετρικά διαστήματα για την διατήρηση των επιπέδων ισχύος. Αυτό περιορίζει τη χρήση 10 Gb/s σολιτονίων με αποδεκτό διάστημα μεταξύ των οπτικών ενισχυτών στα 200 χμ SSMF αν και αποστάσεις μεγαλύτερες των 2000 χμ είναι πιθανές για NZ-DSF ή με διαχείριση της διασποράς (dispersion management) [20]. Σολιτόνια που διαχειρίζονται τη διασπορά (γνωστό ως chirped RZ μετάδοση) αποτελούν τη βάση για πολλά υποθαλάσσια συστήματα σήμερα. Ένας άλλος τρόπος που εισάγει τερέτισμα είναι τα laser άμεσης διαμόρφωσης (directly modulated lasers (DMLs)) στα οποία αναφερθήκαμε παραπάνω.

Η εισαγωγή τετερίσματος στις οπτικές επικοινωνίες αποτελεί μια χρήσιμη τεχνική. Ωστόσο, χωρίς τη χρήση άλλων τεχνικών εξάλειψης της διασποράς, το τερέτισμα εμποδίζει τη μετάδοση σήματος σε μεγάλες αποστάσεις κατά μήκος SSMF.

2.3.4 Ηλεκτρονική αντιστάθμιση της διασποράς

Η εξομάλυνση γραμμικών ή μη γραμμικών παραμορφώσεων μπορεί να επιτευχθεί χρησιμοποιώντας ηλεκτρονικά μέσα στα τεραματικά (στο πομπό ή στο δέκτη), λύση που είναι ιδιαίτερα ελκυστική στις μέρες μας. Στην απλούστερη μορφή της, καμία αλλαγή δεν απαιτείται ούτε στο οπτικό κομμάτι του πομπού ούτε του δέκτη, ενώ ταυτόχρονα δεν προστίθενται ούτε και οπτικές απώλειες. Στοιχεία υψηλών οπτικών απωλειών όπως η DCF ίνα μπορούν να απομακρυνθούν από το δίαυλο επικοινωνίας κάτι το οποίο βελτιώνει το OSNR στο δέκτη. Ο ηλεκτρονικός αντισταθμιστής μπορεί εύκολα να σχεδιαστεί να είναι προσαρμοστικός, προσθέτοντας αλλαγές στην εγκατάσταση και στο δίκτυο.

Επίσης η εξομάλυνση της διασποράς με ηλεκτρονικά μέσα μπορεί να εφαρμοστεί σε ένα μεγάλο εύρος μηκών κύματος, χωρίς να επηρεάζεται από την κλίση της χρωματικής διασποράς. Αντίθετα η DCF ίνα μπορεί να απαλείψει την διασπορά μόνο σε ένα συγκεκριμένο εύρος ζώνης μετάδοσης όπου η κλίση της είναι αντίστροφη της SSMF. Ο ηλεκτρονικός αντισταθμιστής μπορεί να ενσωματωθεί με άλλες τεραματικές λειτουργίες προσθέτοντας ελάχιστο επιπρόσθετο κόστος και μέγεθος στο σύστημα.

Πέρα από αυτά τα πλεονεκτήματα, η ηλεκτρονική εξομάλυνση έχει δημιουργήσει ιδιαίτερα μεγάλο ενδιαφέρον και η βασική αιτία είναι οι ρυθμοί μετάδοσης που μας προσφέρουν οι οπτικές επικοινωνίες οι οποίες πάντα προσελκύουν τον τομέα της ηλεκτρονικής. Για παράδειγμα, στα 10 Gb/s, ένα αναλογικό κύκλωμα με γύρω στα 10 GHz εύρος ζώνης ή ένας αναλογικός/ψηφιακός μετατροπέας (analog to digital converter (ADC)) απαιτείται να λειτουργεί στα 20 Gsa/s. Επίσης η ραγδαία ανάπτυξη στον τομέα των αναλογικών και ψηφιακών ηλεκτρονικών είχε ως αποτέλεσμα την ανάπτυξη συστημάτων με συνδυασμό αναλογικών και ψηφιακών κυκλωμάτων κάτι που έδωσε ώθηση στην υλοποίηση ηλεκτρονικών κυκλωμάτων για εφαρμογές σε υψηλές συχνότητες.

Στην πράξη, η επίτευξη της καλύτερης απόδοσης του συστήματος χρησιμοποιώντας ηλεκτρονικά μέσα, όπως ηλεκτρονικούς εξισωτές, απαιτεί την τροποποίηση του οπτικού συστήματος [21],[22],[23].

2.4 Κριτήρια απόδοσης ενός οπτικού συστήματος

2.4.1 Ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων (BER)

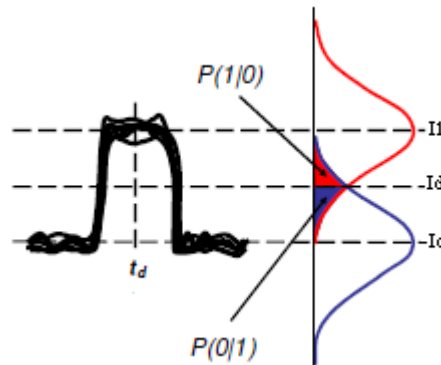
Η απόδοση ενός ψηφιακού οπτικού συστήματος χαρακτηρίζεται από το “ρυθμό εσφαλμένων (λανθασμένων) bit” (bit error rate (BER)). Μολονότι ο BER μπορεί να καθορισθεί σαν ο αριθμός των σφαλμάτων που γίνονται ανα δευτερόλεπτο, ένας τέτοιος ορισμός κάνει τον BER να εξαρτάται από το ρυθμό μετάδοσης των bit. Είναι συνηθισμένο να ορίζεται ο BER σαν η μέση τιμή της πιθανότητας αναγνώρισης των εσφαλμένων bit. Έτσι ένα BER ίσο με 10^{-6} αντιστοιχεί σε μία μέση τιμή ενός εσφαλμένου bit σε 1.000.000 bit. Τα περισσότερα συστήματα οπτικών ακτίνων καθορίζουν ένα BER ίσο με 10^{-9} σαν απαίτηση λειτουργίας. Ωστόσο, η χρήση κωδικών “άμεσης διόρθωσης” (forward error correction (FEC)) στα τελευταία συστήματα, επιτρέπει τις απαιτήσεις σε BER να είναι πιο ελαστικές. Το ITU πρότυπο (ITU 1999) είναι ο Reed Solomon (255, 239) κώδικας χρησιμοποιώντας 7% πλεονάζοντα χώρο (overhead) (για παράδειγμα, ένα σήμα 10 Gb/s (payload data), μετατρέπεται σε 10.7 Gb/s μετά την κωδικοποίηση) και μπορεί να διορθώσει ένα λαμβανόμενο BER της τάξης των 10^{-5} σε 10^{-15} μετά την αποκωδικοποίηση. Αν και ο αυξανόμενος ρυθμός μετάδοσης κάνει το σήμα να είναι λίγο περισσότερο ευαίσθητο σε παραμορφώσεις κατά την μετάδοση του σήματος, η απολαβή κωδικοποίησης (coding gain) είναι 6 dB που μπορεί να αυξήσει αρκετά την απόσταση μετάδοσης.

Στο σχήμα 2.4.1.1 παρουσιάζονται οι διακυμάνσεις του σήματος, που λαμβάνονται από το κύκλωμα απόφασης, το οποίο υφίστανται δειγματοληψία στον χρόνο απόφασης t_D , που καθορίζεται μέσω ανάκτησης των παλμών χρονισμού. Η δειγματοληπτική τιμή I μεταβάλλεται από bit σε bit με μέση τιμή I_1 ή I_0 , ανάλογα με το αν το bit αντιστοιχεί στο 1 ή στο 0 της αλληλουχίας των bit. Το κύκλωμα απόφασης συγκρίνει τις τιμές αυτές με μία τιμή κατωφλίου I_D και το ονομάζει bit 1 αν $I > I_D$ ή bit 0 αν $I < I_D$. Σφάλμα εμφανίζεται αν $I < I_D$ για bit 1 λόγω του θορύβου του δέκτη. Επίσης σφάλμα εμφανίζεται και αν $I > I_D$ για bit 0. Μπορούμε να συμπεριλάβουμε και τις δύο πηγές σφαλμάτων ορίζοντας την πιθανότητα σφάλματος ως εξής:

$$BER = p(1)P(0/1) + p(0)P(1/0) \quad (2.22)$$

όπου $p(1)$ και $p(0)$ είναι η πιθανότητα λήψης 1 και 0 αντίστοιχα, $P(0/1)$ είναι η πιθανότητα απόφασης 0 όταν λαμβάνεται 1 και $P(1/0)$ είναι η πιθανότητα απόφασης 1 όταν λαμβάνεται 0. Αφού τα bit 1 και 0 έχουν τις ίδιες πιθανότητες εμφάνισης, $p(1) = p(0) = 1/2$ τότε ο BER γίνεται:

$$\text{BER} = 1/2[P(0/1) + P(1/0)] \quad (2.23)$$



Σχήμα 2.4.1.1: Οι πυκνότητες Γκαουσιανής πιθανότητας των bit 0 και 1. Η σκιασμένη περιοχή παρουσιάζει την πιθανότητα εσφαλμένης αναγνώρισης

Αν και πολλές τεχνικές χρησιμοποιούνται για την εκτίμηση της συνολικής απόδοσης των οπτικών συστημάτων στην βιβλιογραφία, όπως το πέναλτι του ανοίγματος του διαγράμματος ματιού (eye opening penalty (EOP)) ή ο παράγοντας Q, ωστόσο το απόλυτο τεστ σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα είναι ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων (BER).

2.4.2 Εκτίμηση απόδοσης (Q factor)

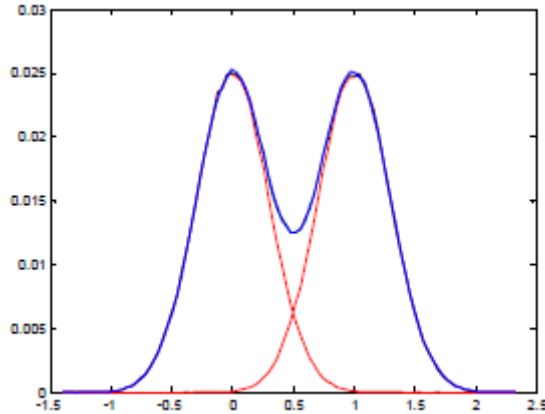
Επειδή σε τυπικά οπτικά συστήματα ο αριθμός σφαλμάτων είναι πολύ μικρός και δεν μπορεί να μετρηθεί σε συνθήκες προσομοίωσης, χρησιμοποιούνται μέθοδοι εκτίμησης του BER με την χρήση του Q-factor. Το Q-factor δίνεται από την σχέση:

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (2.24)$$

με μ_1 και μ_0 τις μέσες τιμές του ρεύματος στον δέκτη όταν μεταδίδεται το bit 1 και 0 αντίστοιχα, και με σ_1 και σ_0 τις αντίστοιχες διασπορές. Από το Q factor το BER υπολογίζεται από την σχέση:

$$\text{BER} = 1/2 \text{erfc}(Q/\sqrt{2}) \quad (2.25)$$

Η χρήση του Q factor κάνει την παραδοχή ότι ο θόρυβος μπορεί να προσεγγιστεί με Γκαουσιανές κατανομές κεντραρισμένες στα μ_1 και μ_0 και με τις αντίστοιχες διασπορές. Στο σχήμα 2.4.2.1 φαίνονται οι δύο κατανομές που χρησιμοποιούνται για την προσέγγιση του θορύβου στο bit 0 και 1 καθώς και η κοινή τους κατανομή που σχεδόν δεν διαφέρει από την



Σχήμα 2.4.2.1: Γκαουσιανή προσέγγιση θορύβου

από την μετρημένη. Στην περίπτωση αυτή το εκτιμώμενο BER είναι 0.0478 ($Q=1.67$) ενώ το μετρημένο BER είναι 0.0477.

2.4.3 Ο απαιτούμενος οπτικός σηματοθορυβικός λόγος (OSNR)

Ο οπτικός σηματοθορυβικός λόγος (optical signal-to-noise ratio (OSNR)) ορίζεται σαν την αναλογία της οπτικής ισχύος προς την ισχύ του θορύβου μετρημένη σε ένα δεδομένο εύρος ζώνης όπως αναφερθήκαμε στην παράγραφο 2.2.4. Το OSNR του διαύλου επικοινωνίας μπορεί να βελτιωθεί λαμβάνοντας υπόψιν οικονομικούς και πρακτικούς περιορισμούς, αυξάνοντας την ισχύ που εισάγεται στην ίνα επιλέγοντας οπτικούς ενισχυτές EDFA με χαμηλό παράγοντα θορύβου (noise figure) ή μειώνοντας το μήκος του διαύλου. Για αυτόν το λόγο, είναι σημαντικό όταν γίνεται σύγκριση διαφορετικών μεθόδων εξομάλυνσης των γραμμικών ή μη γραμμικών παραμορφώσεων να χρησιμοποιούνται τα κριτήρια της απόδοσης, ανεξάρτητα από αυτές τις παραμέτρους ενίσχυσης. Η πιο διαδεδομένη χρησιμοποιούμενη παράμετρος όσον αφορά τη βιβλιογραφία οπτικών συστημάτων είναι το απαιτούμενο OSNR για δεδομένο BER. Εξαιτίας της χρήσης του FEC (forward error correction), το BER σε πολλές περιπτώσεις υπολογίζεται στο 10^{-3} . Μία πολύ σημαντική παράμετρος του συστήματος είναι το απαιτούμενο OSNR στα 0 χμ (δηλαδή σύστημα απουσίας καναλιού – (back to back)), που είναι γνωστό ως ευαισθησία ή απαιτούμενο OSNR συστήματος απουσίας καναλιού μετάδοσης. Αυτή η τιμή καθορίζει την απόδοση του συστήματος όταν το σύστημα δεν υφίσταται κάποια παραμόρφωση και είναι πολύ σημαντική για κάθε υπό εξέταση περίπτωση.

2.4.4 Διάγραμμα ματιού και πέναλι του διαγράμματος ματιού

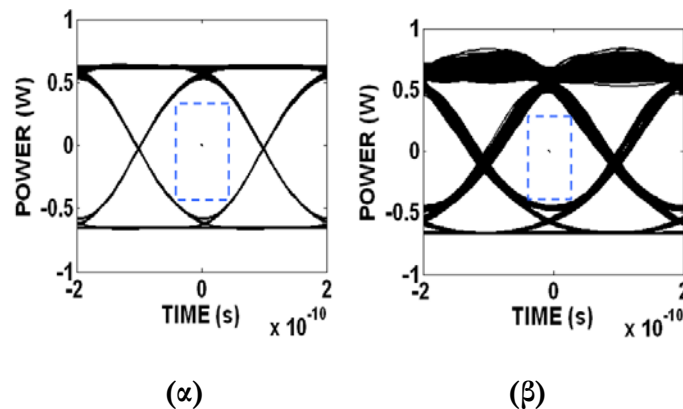
Η απόδοση του οπτικού δέκτη σε πραγματικά οπτικά συστήματα μπορεί να μεταβάλλεται με τον χρόνο. Αφού δεν μπορούμε να μετρήσουμε άμεσα τον BER, σ'ένα σύστημα που βρίσκεται σε λειτουργία, χρειαζόμαστε μια εναλλακτική λύση για να ελέγχουμε την απόδοση του συστήματος. Το διάγραμμα ματιού είναι το πιο κατάλληλο για τον συγκεκριμένο σκοπό το οποίο μας παρέχει μια σημαντική πληροφορία που συνδέεται με την ποιότητα και τα χαρακτηριστικά του σήματος. Το κλείσιμο του ματιού αποτελεί μέτρο υποβάθμισης της απόδοσης του δέκτη και σχετίζεται με την αντίστοιχη αύξηση του BER. Δύο τυπικά διαγράμματα ματιού χρησιμοποιώντας διαμόρφωση OOK σε ρυθμό μετάδοσης

10 Gb/s για ένα σύστημα απουσίας καναλιού και για ένα σύστημα 40 χμ SSMF παρουσιάζονται στο σχήμα 2.4.4.1.

Όπως παρατηρούμε στο σχήμα 2.4.4.1 το “παράθυρο” με τη διακεκομμένη γραμμή βασίζεται στο 20 % της περιόδου του παλμού, το οποίο γενικά χρησιμοποιείται για να λαμβάνει υπόψιν του την επίδραση της ολίσθησης (jitter) που προέρχεται από μη-ιδανική ανάκτηση του ρολογιού. Ωστόσο, είναι πολύ σημαντικό να αναφερθεί ότι για σήματα που έχουν υποστεί υψηλή παραμόρφωση είναι πολύ σημαντικό να ληφθεί υπόψιν το “παράθυρο” του 20% του διαγράμματος ματιού γιατί σε διαφορετική περίπτωση, το αποτέλεσμα της μέτρησης θα είναι λάθος, αν δηλαδή υπολογιστεί το άνοιγμα του διαγράμματος ματιού σε ένα μόνο σημείο δειγματοληψίας (στο κέντρο), το οποίο και θα έδινε το μέγιστο άνοιγμα του διαγράμματος ματιού. Γενικά, το πέναλι του διαγράμματος ματιού (eye opening penalty (EOP)) πέρα από την απόλυτη τιμή του διαγράμματος ματιού χρησιμοποιείται για τη μέτρηση του βαθμού εξασθένησης του σήματος μετά από μετάδοση σε ίνα. Σε μονάδες dB, το EOP ορίζεται από τη σχέση:

$$EOP = -10 \log(EO / EO_{ref}) \quad (2.26)$$

όπου το EO_{ref} είναι η αναφορά που χρησιμοποιείται για το άνοιγμα του διαγράμματος ματιού και η τιμή της αναφέρεται κυρίως για την περίπτωση του συστήματος απουσίας καναλιού ή για την ιδανική περίπτωση (χωρίς οποιαδήποτε παραμόρφωση ή ISI). Από την θεωρία των ψηφιακών επικοινωνιών, το πλήρες κάθετο άνοιγμα του διαγράμματος ματιού



Σχήμα 2.4.4.1: Διάγραμμα ματιού για το λαμβανόμενο σήμα ενός NRZ-OOK στα 10 Gb/s (α)back to back (β) μετά από 40 χμ.

και το πλήρες οριζόντιο άνοιγμα του διαγράμματος ματιού συνδέονται με την εκπλήρωση του πρώτου και του δεύτερου κριτηρίου Nyquist αντιστοίχως. Ο θόρυβος τείνει να μειώσει το κάθετο άνοιγμα του διαγράμματος ματιού ενώ η ολίσθηση (jitter) τείνει να στενέψει το οριζόντιο άνοιγμα του διαγράμματος ματιού. Επιπρόσθετα, οποιαδήποτε παραμόρφωση έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση του ανοίγματος του διαγράμματος ματιού, μειώνοντας το ύψος ή και το πλάτος του παλμού. Μία πολύ σημαντική μέτρηση, η οποία γίνεται μέσω του διαγράμματος του ματιού είναι η μέτρηση του λόγου σβέσης. Ο λόγος σβέσης, όταν χρησιμοποιείται για την περιγραφή της απόδοσης ενός οπτικού πομπού σε ένα ψηφιακό σύστημα επικοινωνιών, ορίζεται ως ο λόγος της μέσης ενέργειας (ή ισχύος) που χρησιμοποιείται για τη μετάδοση του λογικού επιπέδου ‘1’ προς τη μέση ενέργεια του λογικού επιπέδου ‘0’.

$$Extinction_ratio = 10 \log('1'_power_level / '0'_power_level) \quad (2.27)$$

3

Εξομάλυνση παραμορφώσεων χρησιμοποιώντας ηλεκτρονικά μέσα

Το κεφάλαιο αυτό παρουσιάζει τους βασικούς εξισωτές που χρησιμοποιούνται στις οπτικές επικοινωνίες για την εξομάλυνση των παραμορφώσεων που δημιουργούνται στα οπτικά συστήματα. Οι ηλεκτρονικοί εξισωτές τοποθετούνται στην πλευρά του δέκτη δηλαδή στο ανιχνευμένο σήμα του συστήματος μετά από τη μετάδοσή του. Ο δέκτης είναι ένας φωρατής που ακολουθεί το νόμο της τετραγωνικής ρίζας (square law detector) (συνήθως περιγράφεται στις οπτικές επικοινωνίες σαν άμεση φώραση για να υπάρχει διάκριση με τη σύμφωνη φώραση) και συνήθως είναι μία φωτοδίοδος.

Στην παράγραφο 3.1 παρουσιάζεται η αρχιτεκτονική των συνηθέστερων εξισωτών που χρησιμοποιούνται στις ψηφιακές επικοινωνίες όπως είναι ο εξισωτής εμπροσθόδοτης τροφοδότησης (feed forward equalizer (FFE)), ο εξισωτής ανάδραση της απόφασης (decision feedback equalizer (DFE)), ο εξισωτής ανάδραση απόφασης με μη γραμμικούς όρους ή αλλιώς Βολτέρα εξισωτής (Non-linear decision feedback equalizer/Volterra decision feedback equalizer (NDFE-VDFE)) και ο εξισωτής ακολουθίας μέγιστης πιθανοφάνειας (MLSE) με βάση την βιβλιογραφία που σχετίζεται με την χρησιμοποίηση τέτοιων εξισωτών στις οπτικές τηλεπικοινωνίες. Στην παράγραφο 3.2 αναφέρονται οι πιο βασικοί προσαρμοστικοί αλγόριθμοι που χρησιμοποιούνται στους εξισωτές όπως είναι ο αλγόριθμος ελαχίστου μέσου τετραγώνου (least mean square(LMS)) και ο αναδρομικός αλγόριθμος των ελαχίστων τετραγώνων (recursive least square(RLS)).

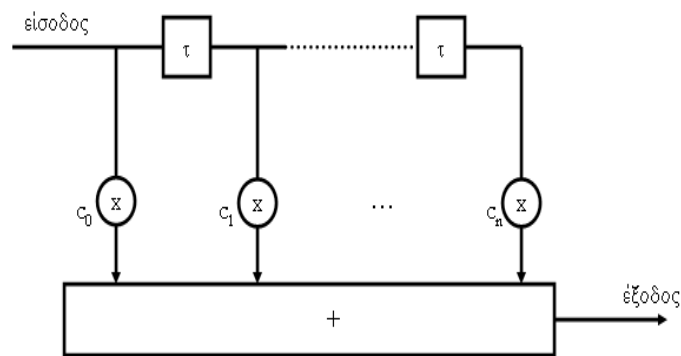
3.1 Ηλεκτρονικοί εξισωτές στις ψηφιακές επικοινωνίες

Τεχνικές αντιστάθμισης χρησιμοποιούνται ευρέως στις ψηφιακές επικοινωνίες και ιδιαίτερα στις ασύρματες επικοινωνίες καθώς επίσης και στο σχεδιασμό των διαποδιαμορφωτών (modem). Συγκεκριμένα ένα ψηφιακός εξισωτής θα πρέπει να επανακτά το αρχικό σήμα πληροφορίας με όσο το δυνατό μεγαλύτερη ακρίβεια, να παρακολουθεί τις αλλαγές που υφίσταται το κανάλι και να αυτο-προσαρμόζεται ενώ ταυτόχρονα οι αλγόριθμοι επεξεργασίας να είναι χαμηλής πολυπλοκότητας, ρωμαλέοι και με υψηλή παραλληλία για πολυεπεξεργαστικές υλοποιήσεις. Η ιδέα που κρύβεται πίσω από τον εξισωτή είναι η δημιουργία μία αντίστροφης απόκρισης συχνότητας (frequency impulse) του καναλιού των οπτικών επικοινωνιών, χρησιμοποιώντας το κατάλληλο φίλτρο για την εξομάλυνση των παραμορφώσεων που υφίσταται το σήμα κατά τη μετάδοσή του μέσα από το οπτικό κανάλι. Παρακάτω αναλύονται τρεις βασικές αρχιτεκτονικές εξισωτών και οι βασικοί αλγόριθμοι τους.

3.1.1 Ηλεκτρονικός εξισωτής εμπροσθόδοτης τροφοδότησης (FFE)

Ο πιο βασικός και απλός εξισωτής είναι ο εξισωτής εμπροσθόδοτης τροφοδότησης (Feed Forward Equalizer (FFE)). Ο FFE, συνήθως αναφέρεται και ως tapped delay line filter (εξισωτής που αποτελείται από ένα σύνολο στοιχείων καθυστέρησης) καθώς είναι ένα γραμμικό φίλτρο χωρίς ανάδραση. Ένα παράδειγμα ενός αναλογικού FFE με p βάρη παρουσιάζεται στο σχήμα 3.1.1.1. Η απόκριση του FFE δίνεται από την σχέση:

$$u(n) = \sum_{k=0}^{p-1} c_k y(n - [k\Delta n]) \quad (3.1)$$



Σχήμα 3.1.1.1: Ηλεκτρονικός εξισωτής εμπροσθόδοτης τροφοδότησης (FFE)

όπου c_k είναι τα μεταβλητά βάρη του εξισωτή, p ο αριθμός των βαρών, $y(n)$ είναι η είσοδος στον εξισωτή στο χρόνο n και Δn είναι η χρονική καθυστέρηση μεταξύ των βαρών. Μπορεί να παρατηρηθεί ότι η έξοδος του εξισωτή είναι απλά ένα άθροισμα βαρών του σήματος εισόδου, δειγματοληπώντας αυτό σε διαστήματα Δn . Για αυτό το λόγο, αυτός ο εξισωτής έχει πεπερασμένη κρουστική απόκριση (finite impulse response) έχοντας μηδενική μνήμη έξω από την περίοδο $\Delta n \cdot (p-1)$ και κατά συνέπεια πεπερασμένη μνήμη, διάρκειας $p \cdot \Delta n$. Ο αριθμός των βαρών p , είναι ο αριθμός των σταθμισμένων δειγμάτων (weighted samples) που προστίθενται για τη δημιουργία της εξόδου του εξισωτή. Η τάξη του φίλτρου είναι $p-1$. Η χρονική καθυστέρηση που εμφανίζεται ανάμεσα σε δύο βάρη μπορεί να επιλεγεί να είναι είτε ίση με μία περίοδο T και τότε το φίλτρο αποκαλείται φίλτρο ενός διαστήματος συμβόλου, είτε ίση με $\tau = T/2$ ή $T/4$ ή και παραπάνω και τότε αποκαλείται φίλτρο με κλασματικές αποστάσεις. Το φίλτρο με καθυστέρηση T είναι επαρκές για να εξαλείψει την διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference (ISI)). Ωστόσο, ένας FFE με μικρότερη καθυστέρηση διαστήματος δυφίου (όπως $T/2$), έχει πλεονεκτήματα σε σχέση με τον εξισωτή διαστήματος συμβόλου, όπως πιο ορθό έλεγχο στην απόκριση του δέκτη [29],[30].

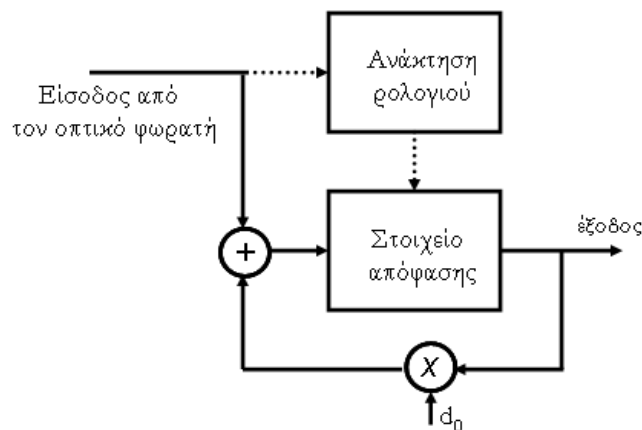
Τέλος, τα βάρη του εξισωτή ρυθμίζονται έτσι ώστε να δημιουργούν μία απόκριση συχνότητας του φίλτρου που είναι αντίστροφη της απόκρισης του καναλιού. Ωστόσο, ένα σημαντικό θέμα στην περίπτωση του FFE είναι η αύξηση του θορύβου. Μία έκφραση για το σχετικό σηματοθορυβικό λόγο (signal-to-noise ratio (SNR)) στην έξοδο του FFE υποθέτοντας ότι ο θόρυβος σε κάθε έξοδο του βάρους είναι μία ανεξάρτητη μεταβλητή, δίνεται από τη σχέση [31]:

$$\rho = \frac{I_{eye}}{\sqrt{\sum_{k=0}^{N-1} c_k^2}} \quad (3.2)$$

όπου I_{eye} είναι το πλάτος του ανοίγματος του διαγράμματος ματιού. Αυτό δείχνει ότι υπάρχει μία εξισορρόπηση ανάμεσα στο πλεονέκτημα της απαλοιφής της παραμόρφωσης (μετρημένη με το άνοιγμα του διαγράμματος ματιού στον αριθμητή) και του επιπρόσθετου θορύβου που προστίθενται από τον FFE (παράνομαστής).

3.1.2 Ηλεκτρονικός εξισωτής με ανάδραση της απόφασης (DFE)

Ο γραμμικός εξισωτής (FFE) παρά την εμφανή απλότητά του έχει δύο μειονεκτήματα. Πρώτα από όλα αυξάνει το θόρυβο του συστήματος, ειδικότερα για κανάλια που έχουν μηδενικά σημεία (nulls) [29], [30]. Επίσης, για μερικά κανάλια απαιτείται πολύ μεγάλος αριθμός συντελεστών για την εξάλειψη της ISI. Τα προβλήματα αυτά επιλύει ο εξισωτής με ανάδραση της απόφασης (decision feedback equalizer (DFE)). Σε αντίθεση με τον FFE, ο DFE είναι κατάλληλος για την εξάλειψη των μη γραμμικών παραμορφώσεων. Ένα παράδειγμα ενός DFE ενός σταδίου (stage) παρουσιάζεται στο σχήμα 3.1.2.1. Αυτός λειτουργεί αφαιρώντας ένα ποσοστό των προηγούμενων αποφάσεων των δυφίων ενώ ελέγχεται από τους συντελεστές d_k του σήματος εισόδου. Με αυτόν τον τρόπο μπορεί να εξαλείψει την ISI του επιθέματος (post cursor), σε αντίθεση με τον FFE, που απλοποιημένα μπορεί να ειπωθεί ότι το εμπροσθόδοτο φίλτρο FFF μειώνει την ISI του προθέματος της ISI [30]. Τα τμήματα του DFE μπορούν να συνδεθούν διαδοχικά για να εξαλείψουν την διασυμβολική παρεμβολή πολλών προηγούμενων ανιχνευμένων δυφίων. Γενικά, πέρα από τη μορφή του DFE που παρουσιάζεται στο σχήμα 3.1.2.1, ο DFE μπορεί να είναι ένα γραμμικό φίλτρο στην ανάδραση.



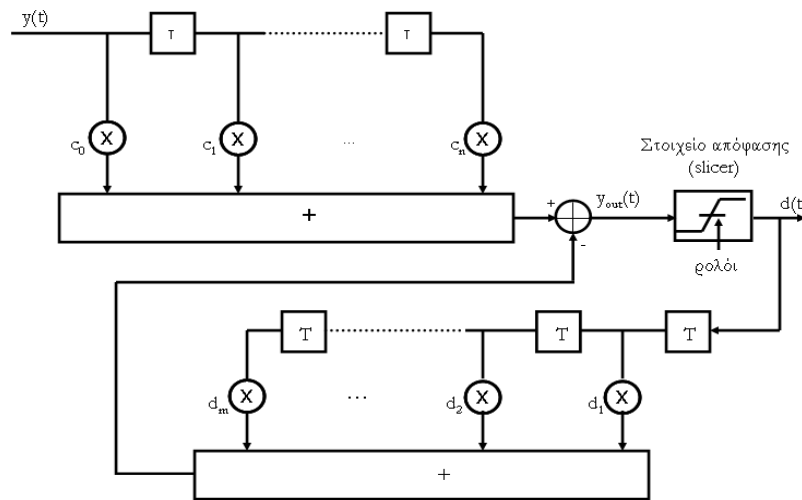
Σχήμα 3.1.2.1: Ηλεκτρονικός εξισωτής με ανάδραση της απόφασης DFE ενός σταδίου.

Στην πράξη για μεγάλους ρυθμούς μετάδοσης είναι δύσκολη η υλοποίηση ενός DFE με ένα επιπρόσθετο γραμμικό φίλτρο αλλά υπάρχει ένας συνδυασμός του FFE με τον DFE όπως φαίνεται στο σχήμα 3.1.2.2 που δείχνει ένα τυπικό DFE. Η έξοδος $u(n)$ ενός τυπικού DFE δίνεται από την σχέση:

$$u(n) = \sum_{k=0}^p a_k y(n-k) + \sum_{k=1}^q b_k \hat{I}(n-k) \quad (3.3)$$

$$\hat{I}(n) = Dec(u(n)) \quad (3.4)$$

όπου $y(n)$ τα δεδομένα εισόδου την χρονική στιγμή n , $\hat{I}(n-k)$ η εκτίμηση του εκπεμπόμενου συμβόλου από προηγούμενα ανιχνευμένα διύφια και a_k b_k οι συντελεστές του φίλτρου εμπροσθόδοτης τροφοδότησης(FF) και ανάδρασης(FB) αντίστοιχα.



Σχήμα 3.1.2.2: Ηλεκτρονικός εξισωτής με ανάδρασης της απόφασης FFE/DFE

Ο εξισωτής με ανάδραση της απόφασης που παρουσιάζεται στο σχήμα 3.1.2.2 είναι ένας μη γραμμικός εξισωτής που χρησιμοποιεί τις προηγούμενες αποφάσεις ώστε να εξαλείψει την ISI που έχει προκληθεί από τα προηγούμενα ανιχνευμένα δυφία στο τωρινό δυφίο που ανιχνεύεται. Ο DFE γενικά θεωρείται μη γραμμικός εξισωτής εξαιτίας των μη γραμμικών χαρακτηριστικών του στοιχείου απόφασης (slicer) που έχει. Ο τυπικός DFE (σχήμα 3.1.2.2) όπως αναφέραμε και παραπάνω απαρτίζεται από δύο φίλτρα, ένα φίλτρο εμπροσθόδοτης τροφοδότησης (Feed Forward Filter (FFF)) και ένα φίλτρο ανάδρασης (Feed Back Filter (FBF)). Το εμπροσθόδοτο φίλτρο είναι ίδιο με το γραμμικό εγκάρσιο φίλτρο του σχήματος 3.1.1.1, και στο οποίο όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη παράγραφο, μπορεί το διάστημα του δυφίου να είναι ίσο ή μικρότερο της περιόδου του δυφίου T σε αντίθεση με το DFE στο οποίο πρέπει να είναι ίδιο με την περίοδο του δυφίου. Το φίλτρο ανάδρασης έχει ως εισόδου του την ακολουθία των αποφάσεων ως προς τα προηγούμενα ανιχνευμένα δυφία. Από λειτουργικής πλευράς, το φίλτρο ανάδρασης χρησιμοποιείται για να απομακρύνει από την τρέχουσα εκτίμηση $\hat{I}(n)$ εκείνο το μέρος της ISI που έχει προκληθεί από τα προηγούμενα ανιχνευμένα δυφία. Οι συντελεστές a_k και b_k των δύο φίλτρων απαιτούν συνεχή έλεγχο και προσαρμογή για να μπορεί ο εξισωτής να προσαρμόζεται στις αλλαγές του διαύλου επικοινωνίας.

Επειδή η ανάδραση λειτουργεί στο προηγούμενο ανιχνευμένο δυφίο, ο DFE προσθέτει

αμελητέο θόρυβο στο σήμα, σε αντίθεση με τον FFE, κάτι που αποτελεί ένα πολύ σημαντικό πλεονέκτημά του. Αν όμως το ανιχνευμένο δυφίο είναι λανθασμένο, λάθος θα είναι και η ανάδραση, προκαλώντας επιπλέον λάθη στην ανίχνευση των δυφίων [29]. Ωστόσο, αυτή η μετάδοση λαθών είναι έντονη για συστήματα χαμηλού SNR και γενικά δεν αποτελεί περιορισμό για συστήματα με $BER < 10^{-3}$.

3.1.3 Εξισωτές ανάδρασης με μη γραμμικούς όρους (NDFE)

Οι μη-γραμμικότητες είναι φαινόμενα τα οποία συναντούμαι σε πολλά φυσικά συστήματα αλλά και σε πολλά προβλήματα της μηχανικής. Αρκετές ηλεκτρικές συσκευές τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, δημιουργούν μη γραμμικές παραμορφώσεις στις οποίες ο κλασικός FFE αλλά και ο τυπικός DFE θεωρούνται υποβέλτιστοι. Χαρακτηριστικές περιπτώσεις συστημάτων που εισάγουν μη γραμμικές παραμορφώσεις αποτελούν οι δορυφορικές επικοινωνίες και τα οπτικά κανάλια, όπου οι ρυθμοί μετάδοσης είναι αρκετά μεγάλοι με αποτέλεσμα το γραμμικό Γκαουσιανό μοντέλο (Γκαουσιανός θόρυβος) να θεωρείται ανεπαρκές.

Καλύτερες αποδόσεις δίνει ο DFE που αποτελείται από μη γραμμικό FF φίλτρο και FB φίλτρο (πολυωνυμικά φίλτρα). Τόσο το FF όσο και το FB του εξισωτή περιλαμβάνουν συντελεστές που αντιστοιχούν σε ένα παγκοσμίως διαδεδομένο μοντέλο που χρησιμοποιείται στο μη-γραμμικό φιλτράρισμα, γνωστό ως Βολτέρα μοντέλο (Volterra model) η αλλιώς σειρές Βολτέρα (Volterra series) [37],[38]. Οι σειρές Βολτέρα αποτελούν ένα ισχυρό εργαλείο ανάλυσης των μη γραμμικών συστημάτων και αποτελούν μία προέκταση των σειρών Taylor με την διαφορά ότι χαρακτηρίζονται από μνήμη. Στην γενική περίπτωση ο εξισωτής ανάδρασης με μη γραμμικούς όρους (Non-linear decision feedback equalizer (NDFE)) περιγράφεται από τις σχέσεις:

$$\mathbf{u}(n) = A(\mathbf{y}(n), \mathbf{y}(n-1), \dots, \mathbf{y}(n-p)) + B(\hat{\mathbf{I}}(n-1), \hat{\mathbf{I}}(n-2), \dots, \hat{\mathbf{I}}(n-q)) \quad (3.5)$$

$$\hat{\mathbf{I}}(n) = Dec(\mathbf{u}(n))$$

Ειδικότερα στην περίπτωση αναπτύγματος σε σειρές Βολτέρα έχουμε τον Volterra DFE όπου η έξοδος $\mathbf{u}(n)$ του εξισωτή περιγράφεται από την παρακάτω σχέση:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(n) = & \sum_{k=0}^{p1} a_k \mathbf{y}(n-k) + \sum_{k1=0}^{p2} \sum_{k2=k1}^{p2} a_{k1k2} \mathbf{y}(n-k_1) \mathbf{y}(n-k_2) + \dots + \sum_{k=1}^{q1} b_k \hat{\mathbf{I}}(n-k) \\ & + \sum_{k1=1}^{q2} \sum_{k2=k1+1}^{q2} b_{k1k2} \hat{\mathbf{I}}(n-k_1) \hat{\mathbf{I}}(n-k_2) + \dots \end{aligned} \quad (3.6)$$

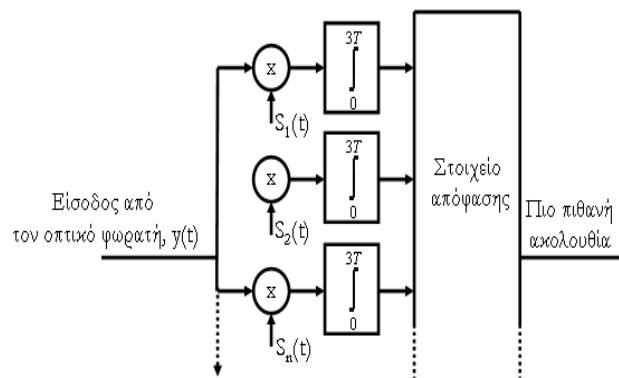
όπου $\mathbf{y}(n)$ τα δεδομένα εισόδου την χρονική στιγμή n , $\hat{\mathbf{I}}(n-k)$ η εκτίμηση του εκπεμπόμενου συμβόλου από προηγούμενα ανιχνευμένα διύφια και a_k , a_{k1k2} , b_k , b_{k1k2} οι συντελεστές του μη-γραμμικού συνδυαστή βασισμένοι στις σειρές Βολτέρα και καλούνται πυρήνες Βολτέρα (Volterra kernels). Τα $p1$, $p2$, $q1$, $q2$ χαρακτηρίζουν την μνήμη για κάθε πυρήνα Βολτέρα. Ο αριθμός των όρων στην παραπάνω εξίσωση μπορεί να είναι άπειρος αλλά στην πράξη συγκεκριμένος αριθμός όρων εφαρμόζεται. Ο Volterra DFE ανάγεται σε

ένα πολυκαναλικό γραμμικό σύστημα, πολλαπλών εισόδων και μιάς εξόδου, με κατάλληλα επιλεγμένα σήματα εισόδου.

3.1.4 Εξισωτής ακολουθίας μέγιστης πιθανοφάνειας (MLSE)

Η πιο περίπλοκη δομή ηλεκτρονικού εξισωτή που είναι πολύ γνωστή στη θεωρία ψηφιακών επικοινωνιών είναι ο ανιχνευτής ακολουθίας μέγιστης πιθανοφάνειας (maximum-likelihood sequence detector (MLSD)). Αυτός είναι ουσιαστικά ένας ψηφιακός επεξεργαστής σήματος που πραγματοποιεί μαθηματικές λειτουργίες στην ακολουθία δυφίων που εισέρχεται μέσα στον εξισωτή για την ανασυγκρότηση του μεταδιδόμενου σήματος. Ο MLSE αλγόριθμος λειτουργεί με ακολουθίες δυφίων. Πιο συγκεκριμένα, ένας MLSE δέκτης συγκρίνει ένα μακρύ τμήμα του λαμβανόμενου θορυβικού σήματος στο δέκτη με όλες τις πιθανές κυματομορφές του ίδιου μήκους που θα μπορούσαν να είχαν ληφθεί στο δέκτη και επιλέγει αυτή που είναι πιο κοντά στο μεταδιδόμενο σήμα.

Μία αναλογική υλοποίηση αυτού του εξισωτή είναι η εύρεση της συνάρτησης διασυσχέτισης (cross-correlation function) κάθε αναμενόμενης λαμβανόμενης κυματομορφής $s_k(t)$ με την κυματομορφή εισόδου, $y(t)$, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.1.4.1. Το παραμορφωμένο σήμα περιέχει επίσης θόρυβο. Ωστόσο, η πιο πιθανή μεταδιδόμενη ακολουθία είναι αξιόπιστη δεδομένου της υψηλότερης συνάρτησης διασυσχέτισης. Ο αριθμός των συσχετιστών που απαιτείται είναι 2^N , όπου N είναι το μήκος της μεταδιδόμενης ακολουθίας δυφίων ή η μνήμη του επεξεργαστή. Αυτό φανερώνει τα βασικά μειονεκτήματα του MLSE για την εξάλειψη της χρωματικής διασποράς: η πολυπλοκότητα του αλγορίθμου εκτείνεται εκθετικά με την διαπλάτυνση του παλμού.

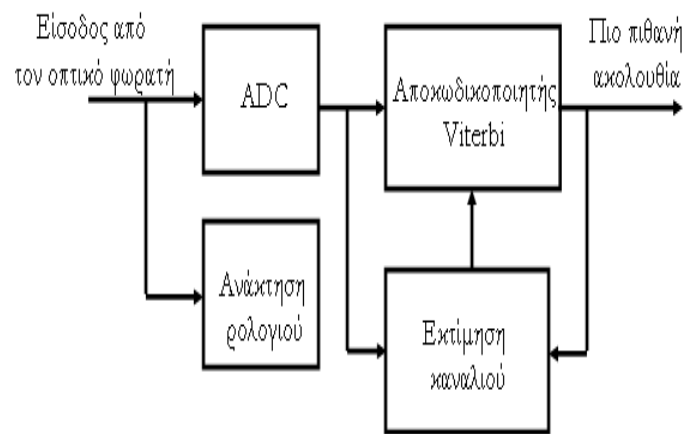


Σχήμα 3.1.4.1: Πιθανή υλοποίηση ενός αναλογικού MLSE χρησιμοποιώντας συσχετιστές

Ο MLSE μπορεί επίσης να υλοποιηθεί και σε ψηφιακή μορφή, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 3.1.4.2. Το εισερχόμενο σήμα πρώτα μετατρέπεται σε ψηφιακή μορφή. Ο Viterbi αλγόριθμος [32] χρησιμοποιείται για να βρει την πιο πιθανή ακολουθία χρησιμοποιώντας την πληροφορία που αποθηκεύεται στον εκτιμητή του καναλιού. Οι αναμενόμενες κυματομορφές βρίσκονται από τον εκτιμητή του καναλιού συγκρίνοντας τα ανεπεξέργαστα ψηφιακά σήματα με την ανακτημένη ακολουθία δυφίων.

Το μειονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι χρειάζεται το σήμα στην είσοδο του εξισωτή να είναι σε ψηφιακή μορφή που με τη σειρά του απαιτεί μετατροπέα αναλογικού σε ψηφιακό (analog to digital converter (ADC)) σήμα, ο οποίος πρέπει να είναι σε ταχύτητες ίδιες με το μέγιστο ρυθμό μετάδοσης της γραμμής (full line rate) και να είναι και υψηλής ανάλυσης. Ο MLSE είναι ο αποκωδικοποιητής Viterbi [32]. Αποτελείται από δύο μέρη: την εκτίμηση του καναλιού (εκτίμηση ISI) και την αποκωδικοποίηση όπως φαίνεται και στο

σχήμα 3.1.4.2. Η πολυπλοκότητα της αποκωδικοποίησης του MLSE είναι ίδια με την αποκωδικοποίηση Viterbi. Η εκτίμηση του καναλιού μπορεί να θεωρηθεί ως ένας κωδικοποιητής που κωδικοποιεί το αρχικό σήμα με τις σταθμισμένες τιμές των γειτονικών δυφίων (weighted neighbouring bit values). Εξαιτίας της φύσης του κωδικοποιητή, το κανάλι θεωρείται γραμμικό. Αν το κανάλι μεταβάλλεται με το χρόνο, τότε η εκτίμηση του καναλιού πρέπει να λαμβάνει υπόψιν της αυτές τις αλλαγές. Ο MLSE επίσης απαιτεί απλές αποφάσεις (soft decisions) για την αποκωδικοποίηση του σήματος και για τη μεγιστοποίηση της απολαβής. Αυτό είναι αντίστοιχο με την διαφορά ανάμεσα στην απόδοση των αποκωδικοποιήσεων Viterbi απλής και ισχυρής (hard decision) απόφασης. Η αποτελεσματικότητα του MLSE στην απαλοιφή της χρωματικής διασποράς οδηγεί σε μεγάλες αποστάσεις SSMF μετάδοσης, αλλά σε αυτήν την περίπτωση, η πολυπλοκότητα του



Σχήμα 3.1.4.2: Ψηφιακή αναπαράσταση του MLSE

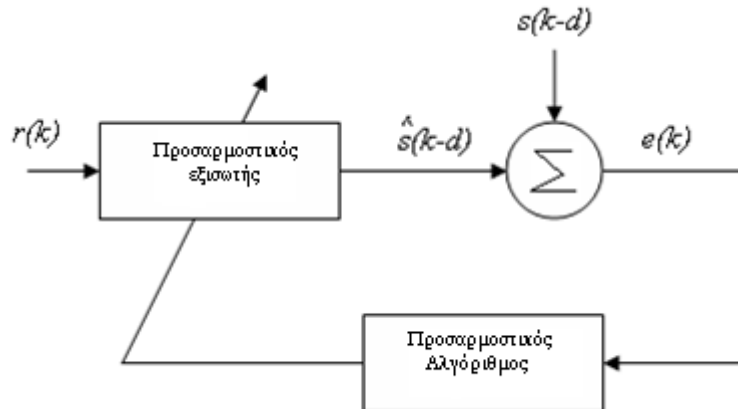
επεξεργαστή του MLSE είναι πολύ μεγάλη. Για αυτό το λόγο, σε αυτή τη μεταπτυχιακή εργασία δεν μελετάται η αποτελεσματικότητα αυτού του εξισωτή.

3.1.5 Προσαρμοστικοί εξισωτές

Όπως αναφέρθηκε και στις παραγράφους των FFE και DFE, λόγω του γεγονότος ότι ο διάυλος επικοινωνίας στις οπτικές επικοινωνίες μεταβάλλεται, πρέπει και οι συντελεστές των βαρών να προσαρμόζονται αντίστοιχα με τις μεταβολές του καναλιού. Οι συντελεστές των βαρών των εξισωτών υπολογίζονται και συνεχώς προσαρμόζονται, χρησιμοποιώντας μία προσαρμοστική διαδικασία σύμφωνα με έναν αλγόριθμο που τρέχει παράλληλα με σκοπό την ελαχιστοποίηση του σφάλματος όπως βλέπουμε και στο σχήμα 3.1.5.1.

Υπάρχουν δύο τρόποι λειτουργίας ενός προσαρμοστικού εξισωτή, η περίοδος εκπαίδευσης (training period), και ο τρόπος λειτουργίας κατευθυνόμενος από απόφαση (decision-directed mode). Κατά την διάρκεια της πρώτης περιόδου, μεταδίδεται μία γνωστή ακολουθία και μία συγχρονισμένη μορφή αυτού του σήματος δημιουργείται στον δέκτη όπου εφαρμόζεται στον προσαρμοζόμενο εξισωτή ως η επιθυμητή απόκριση. Η ακολουθία εκπαίδευσης μπορεί για παράδειγμα να αποτελείται από μία γραμμική ακολουθία ή μία ψευδοθορυβική ακολουθία. Ο αλγόριθμος προσαρμόζει τα χαρακτηριστικά του καναλιού και υπολογίζει τα βάρη των φίλτρων για την εξομάλυνση των παραμορφώσεων. Όσον αφορά την δεύτερη περίοδο λειτουργίας, μικρές μεταβολές στα βάρη του εξισωτή επιτρέπουν την εξομάλυνση χρονικά μεταβαλλόμενων παραμορφώσεων του διαύλου επικοινωνίας. Ο πιο γνωστός αλγόριθμος που χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό των βαρών του εξισωτή είναι ο αλγόριθμος ελάχιστου μέσου τετραγώνου (least mean square

(LMS)) [29]. Σκοπός αυτού του αλγορίθμου είναι να ελαχιστοποιήσει το μέσο τετραγωνικό σφάλμα ανάμεσα στην επιθυμητή έξοδο και την πραγματική έξοδο του εξισωτή. Ο LMS οδηγείται από το σφάλμα του σήματος που παράγεται από τη σύγκριση της εξόδου του εξισωτή με κάποιο άλλο σήμα που είναι αντίγραφο του μεταδιδόμενου σήματος [29], [32].



Σχήμα 3.1.5.1: Προσαρμοστικός εξισωτής

3.2 Προσαρμοστικοί αλγόριθμοι

Όπως αναφέρθηκε και στην προηγούμενη παράγραφο ο δίαυλος επικοινωνίας των οπτικών επικοινωνιών μεταβάλλεται με τον χρόνο με αποτέλεσμα για να ανακτήσουμε το σήμα μετά τον φωρατή στόχος μας είναι να προσδιορίσουμε ένα προσαρμοστικό φίλτρο το οποίο θα ελαχιστοποιήσει το μέσο τετραγωνικό σφάλμα μεταξύ της πραγματικής εξόδου του εξισωτή και της επιθυμητής εξόδου, υπολογίζοντας και προσαρμόζοντας τους συντελεστές των βαρών του φίλτρου στις αλλαγές του καναλιού. Η συγκεκριμένη διαδικασία επιτυγχάνεται με την χρήση ενός προσαρμοστικού αλγορίθμου του οποίου η απόδοση εξαρτάται από την ταχύτητα σύγκλισης και την υπολογιστική πολυπλοκοτητά. Οι πιο βασικοί προσαρμοστικοί αλγόριθμοι είναι ο αλγόριθμος ελαχίστου μέσου τετραγώνου (least mean square(LMS)) και ο αναδρομικός αλγόριθμος των ελαχίστων τετραγώνων (recursive least square(RLS)).

3.2.1 Αλγόριθμος ελαχίστου μέσου τετραγώνου (Least Mean Square(LMS))

Ο αλγόριθμος LMS είναι μια αναδρομική τεχνική επίλυσης των εξισώσεων Wiener-Hopf [34] η οποία βασίζεται στη λογική του αλγορίθμου καθόδου κατά την μέγιστη κλίση(Steepest Descent) [34]. Σε αντίθεση με τον Steepest Descent δεν χρειάζεται γνώση του πίνακα αυτοσυσχέτισης R_u της στοχαστικής διεργασίας εισόδου, ούτε και το διάνυσμα ετεροσυσχέτισης p_{du} της επιθυμητής εξόδου $d(n)$ με την διεργασία εισόδου $u(n)$. Επιτυγχάνει ικανοποιητική προσέγγιση της λύσης Wiener χωρίς όμως να την επιτυγχάνει ακριβώς εξαιτίας του γεγονότος ότι προσεγγίζει τον πίνακα αυτοσυσχέτισης R_u με στιγμιαίες τιμές της εισόδου. Για την ίδια αιτία είναι ιδιαίτερα ευαίσθητος στην επιλογή του βήματος προσέγγισης μ από τι ο αλγόριθμος Steepest Descent.

Όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενη παράγραφο ο βασικός σκοπός του αλγορίθμου LMS είναι να ελαχιστοποιήσει το μέσο τετραγωνικό σφάλμα ανάμεσα στην επιθυμητή έξοδο και την πραγματική έξοδο του εξισωτή. Ο LMS οδηγείται από το σφάλμα του σήματος που παράγεται από την σύγκριση της πραγματικής εξόδου με κάποιο άλλο σήμα που αποτελεί αντίγραφο του μεταδιδόμενου σήματος. Το σφάλμα του σήματος και το μέσο τετραγωνικό σφάλμα δίνεται από τις σχέσεις:

$$e(n)=d(n)-y(n) \quad (3.7)$$

$$J(w)=E[e^2(n)]=E[\{d(n)-y(n)\}^2]=\sigma_d^2-2\cdot w^T \cdot p_{du}+w^T \cdot R_u \cdot w \quad (3.8)$$

όπου σ_d^2 είναι η διασπορά της διεργασίας εισόδου (όπως καταγράφεται μέσω της πραγμάτωσης $u(n)$) η οποία θεωρείται πως έχει μηδενική μέση τιμή, $p_{du}=[p_{du}(0), p_{du}(1), \dots, p_{du}(M)]$ είναι το διάνυσμα ετεροσυσχέτισης της επιθυμητής εξόδου $d(n)$ την χρονική στιγμή n με την πραγμάτωση $u(n)$, R_u είναι ο πίνακας αυτοσυσχέτισης $(M+1) \times (M+1)$ στοιχείων της στοχαστικής διεργασίας εισόδου. Στον αλγόριθμο LMS έχουμε διαδοχικές εκτιμήσεις των R_u και του p_{du} με βάση τα M (τάξη προσαρμοστικού φίλτρου) πιο πρόσφατα δείγματα της διεργασίας εισόδου.

Τα βήματα του αλγορίθμου LMS είναι:

1. Αν δεν είναι εκ των προτέρων διαθέσιμη καμία πληροφορία θέτουμε $w(0)=0$
2. Δεδομένου $u(n)=[u(n), u(n-1), \dots, u(n-M)]^T$
 $y(n)=w^T(n) \cdot u(n)=w(n) \cdot u^T(n)$ η έξοδος του φίλτρου την χρονική στιγμή n
 όπου $w(n)=[w_0(n), w_1(n), \dots, w_M(n)]^T$ οι συντελεστές του προσαρμοστικού φίλτρου την χρονική στιγμή n .
 $d(n)$ η επιθυμητή έξοδος την χρονική στιγμή n
 για $n=1, 2, 3, \dots$ υπολογίζουμε
 $e(n)=d(n)-y(n)$ το σφάλμα εκτίμησης και
 $w(n)=w(n-1)+\mu \cdot e(n) \cdot u(n)$

Από τις παραπάνω εξισώσεις εύκολα μπορούμε να συμπεράνουμε ότι η σύγκλιση του αλγορίθμου LMS εξαρτάται από την παράμετρο βήματος μ (step size parameter). Με τον όρο σύγκλιση εννοούμε την προσοδευτική προσέγγιση της βέλτιστης λύσης w_0 από το διάνυσμα $w(n)$ όσο αυξάνεται το n . Η σύγκλιση του αλγορίθμου LMS εξαρτάται από την επιλογή της παραμέτρου βήματος μ ενώ θα πρέπει να σημειωθεί ότι δεδομένων των διαδοχικών εκτιμήσεων για τον πίνακα αυτοσυσχέτισης R_u μη προσεκτική επιλογή του μ μπορεί να οδηγήσει σε εσφαλμένα αποτελέσματα. Επομένως για να έχουμε σύγκλιση του αλγορίθμου LMS θα πρέπει να ικανοποιείται η συνθήκη:

$$0 < \mu < 2/\lambda_{\max} \quad (3.9)$$

όπου $\lambda_{\max}=u^T(n)u(n)$ είναι η μεγαλύτερη ιδιοτιμή του πίνακα αυτοσυσχέτισης R_u . Κατά συνέπεια η ταχύτητα σύγκλισης του αλγορίθμου εξαρτάται άμεσα από την τιμή που θα καθορίσουμε στην παράμετρο βήματος μ . Για μικρές τιμές της παραμέτρου μ απαιτούνται περισσότερες επαναλήψεις για σύγκλιση αλλά με το μικρότερο δυνατό σφάλμα. Αντίθετα για μεγάλες τιμές του μ απαιτούνται λιγότερες επαναλήψεις για σύγκλιση αλλά με περισσότερα σφάλματα. Εν ολίγοις η παράμετρος μ θα μας καθορίσει τον ρυθμό σύγκλισης του

αλγορίθμοι έτσι ώστε να επιτύχουμε βελτιστοποίηση της απόδοσης του εξισωτή με το μικρότερο δυνατό σφάλμα και στο γρηγορότερο δυνατό χρόνο.

Συμπερασματικά, ο αλγόριθμος LMS είναι εύκολο να υλοποιηθεί και παρέχει χαμηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα η οποία συμπεριφέρεται γραμμικά σε σχέση με τον αριθμό των βαρών, ενώ παρουσιάζει αργή εκμάθηση που εξαρτάται από την διασπορά των ιδιοτιμών του πίνακα δεδομένων του σήματος εισόδου (R_{ii}) [29],[32],[33],[34],[35],[36].

3.2.2 Αναδρομικός αλγόριθμος ελαχίστων τετραγώνων (Recursive Least Square (RLS))

Η βασική ιδέα του αναδρομικού αλγορίθμου ελαχίστων τετραγώνων (RLS) δεν διαφέρει από αυτή του αλγορίθμου LMS αφού και εδώ ο στόχος είναι η ελαχιστοποίηση του μέσου τετραγωνικού σφάλματος επιλέγοντας τους κατάλληλους συντελεστές w_n του φίλτρου και ανανεώνοντας τους για κάθε νέα δεδομένα. Από βιβλιογραφία, ο αλγόριθμος των ελαχίστων τετραγώνων (least square(LS)) [33],[34] ελαχιστοποιεί το μέσο τετραγωνικό σφάλμα με την λύση των κανονικών εξισώσεων $A^H A w = A^H d$ ως προς w για $N+1$ παρατηρήσεις. Οι κανονικές εξισώσεις συνήθως εκφράζονται με την βοήθεια ενός πίνακα γνωστού και ως πίνακα συσχέτισης δειγμάτων εισόδου $\Phi = A^H A$ και του διανύσματος ετεροσυσχέτισης επιθυμητής εξόδου και εισόδου $z = A^H d$, όπου A είναι ο πίνακας δεδομένων εισόδου και δίνοντας στην επιθυμητή λύση των κανονικών εξισώσεων την μορφή $w_0 = \Phi^{-1} z$. Η δημιουργία του αλγορίθμου RLS έγκειται στο ερώτημα, τι γίνεται όταν έχουμε μία νέα παρατήρηση $u(N+1)$ στην είσοδο δηλαδή όταν έχουμε $N+2$ στοιχεία. Τότε η λύση των κανονικών εξισώσεων δίνεται από την σχέση:

$$w_0(N+1) = \Phi^{-1}(N+1)z(N+1) \quad (3.10)$$

και έτσι ο αλγόριθμος RLS υπολογίζει τους συντελεστές $w(N+1)$ τροποποιώντας κατάλληλα τους συντελεστές $w(N)$ χωρίς να χρειάζεται να αντιστρέψει τον πίνακα συσχέτισης $\Phi(N+1)$ αφού η αντιστροφή του είναι ιδιαίτερα χρονοβόρα. Μέσω της βιβλιογραφίας η αναδρομική σχέση υπολογισμού των συντελεστών $w(N+1)$ ($N=0,1,2,\dots,M-1$) είναι:

$$w(N+1) = w(N) - k(N+1)u^H(N+1)w(N) + P(N)u(N+1)d^*(N+1). \quad (3.11)$$

Συνήθως στον αλγόριθμο RLS χρησιμοποιείται μια παράμετρος μνήμης λ ($0 < \lambda < 1$) ώστε η ενημέρωση των συντελεστών $w(N+1)$ να γίνεται δίνοντας μεγαλύτερη βαρύτητα στις πιο καινούργιες παρατηρήσεις με αποτέλεσμα να ελαχιστοποιείται το μέσο τετραγωνικό σφάλμα που δίνεται από την σχέση:

$$J(w) = \sum_{n=0}^N \lambda^{N-n} e^2(n) \quad (3.12)$$

Τα βασικά βήματα του αλγορίθμου RLS συνοψίζονται ως εξής:

1. Για να μπορεί να εκτελεστεί ο αναδρομικός υπολογισμός λαμβάνεται αρχικά:
 $P(0) = \delta^{-1} \cdot I$ όπου I είναι ο μοναδιαίος πίνακας διαστάσεων $(M+1) \times (M+1)$ και δ μία θετική σταθερά με πολύ μικρή τιμή.

$w(0) = 0$ όπου $w(n)$ είναι ο πίνακας των συντελεστών την χρονική στιγμή n .

2. Για $n=1,2,3,\dots$

$$k(n) = \lambda^{-1} P(n-1) u(n) / (1 + \lambda^{-1} u^H(n) P(n-1) u(n))$$

$$e(n) = d(n) - w^H(n-1) u(n)$$

$$w(n) = w(n-1) + k(n) e^*(n)$$

$$P(n) = \lambda^{-1} P(n-1) - \lambda^{-1} k(n) u^H(n) P(n-1)$$

όπου $k(n)$ το κέρδος διανύσματος Kalman και $P(n) = \Phi^{-1}(n)$ ο αντίστροφος πίνακας αυτοσυσχέτισης.

Στην συνέχεια ακολουθούν ορισμένα σχόλια για τη σύγκλιση του αλγορίθμου RLS:

- Ο αλγόριθμος RLS συγκλίνει ως προς την μέση τετραγωνική διασπορά σε περίπου $2N$ επαναλήψεις, ανεξάρτητα από τη διασπορά των ιδιοτιμών του R .
- Δεν υπάρχει πλεονάζον σφάλμα για $n \rightarrow \infty$ και η σχετική MSE απόκλιση MSD είναι μηδενική. Αυτό είναι αληθές για $\lambda=1$.
- Σε κάθε περίπτωση, όταν $\lambda < 1$ η 'μνήμη' του αλγορίθμου είναι περίπου $1/(1-\lambda)$ και $MSD = (1-\lambda) \cdot N / (1+\lambda)$.
- Από την παραπάνω παρατήρηση συνεπάγεται ότι ο αλγόριθμος RLS, για $\lambda < 1$, δημιουργεί εκτιμήσεις με θόρυβο.
- Από την άλλη πλευρά, ο αλγόριθμος RLS, για $\lambda < 1$, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την παρακολούθηση χρονικά μεταβαλλόμενων συστημάτων αργού ρυθμού.

Συμπερασματικά, ο αλγόριθμος RLS χαρακτηρίζεται από ταχύτητα σύγκλισης, η οποία μπορεί να είναι μια τάξη μεγέθους μεγαλύτερη από τον αλγόριθμο LMS, αλλά με κόστος μεγαλύτερη υπολογιστική πολυπλοκότητα η οποία αυξάνεται με το τετράγωνο του αριθμού των βαρών του εξισωτή ($2.5N^2 + 4.5N$) [29],[30],[32],[34],[35],[36].

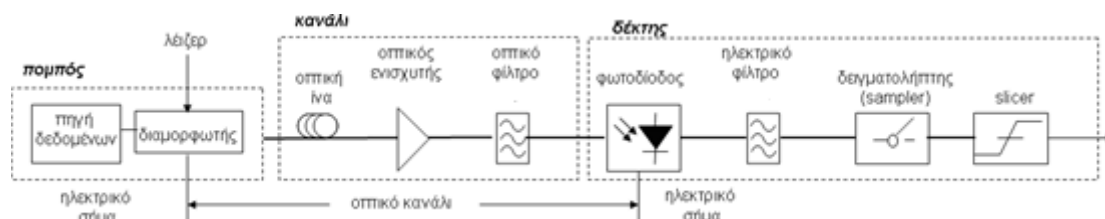
4

Πειραματική μελέτη για την εξομάλυνση των παραμορφώσεων σε οπτικά συστήματα με χρήση ηλεκτρονικών μέσων

Το κεφάλαιο αυτό παρουσιάζει τα πειραματικά αποτελέσματα της αποτελεσματικής χρήσης των ηλεκτρονικών εξισωτών (εξισωτή εμπροσθόδοτης τροφοδότησης (feed forward equalizer (FFE), εξισωτή ανάδρασης της απόφασης (decision feedback equalizer (DFE)) και εξισωτή ανάδρασης της απόφασης με μη γραμμικούς όρους (Nonlinear decision feedback equalizer (NDFE)) ή εξισωτής Βολτέρρα (Volterra decision feedback equalizer (VDFE)) στα οπτικά συστήματα για την εξομάλυνση του φαινομένου της διασυμβολικής παρεμβολής (ISI) που αποτελεί προϊόν της χρωματικής διασποράς(CD) και της διασποράς τρόπων πόλωσης (PMD) που αποτελούν τα βασικά εμπόδια για υψηλόρυθμη μετάδοση δεδομένων στα σύγχρονα οπτικά συστήματα. Στην παράγραφο 4.1 γίνεται μία περιγραφή των παραμέτρων και των βασικών στοιχείων που προσομοιώθηκαν για την πραγματοποίηση των πειραματικών αποτελεσμάτων ενώ στην παράγραφο 4.2 γίνεται η παρουσίαση των πειραματικών αποτελεσμάτων. Στην παράγραφο 4.3 εξάγονται τα συμπεράσματα της πειραματικής μελέτης.

4.1 Περιγραφή των βασικών στοιχείων και των παραμέτρων του οπτικού συστήματος μέσω προσομοίωσης.

Το σχήμα 4.1.1 απεικονίζει τα 3 βασικά μέρη (πομπός, κανάλι μετάδοσης, δέκτης) αλλά και τις βασικές διατάξεις από τις οποίες απαρτίζεται ένα οπτικό σύστημα μετάδοσης δεδομένων (βλέπε παράγραφο 2.1). Πριν την παρουσίαση των πειραματικών αποτελεσμάτων για την εξομάλυνση των βασικών παραμορφώσεων στα οπτικά συστήματα με την χρήση ηλεκτρονικών μέσων (EDC) είναι αναγκαίο να γίνει μία περιγραφή των βασικών στοιχείων του οπτικού συστήματος που προσομοιώθηκαν με την χρήση του λογισμικού της MATLAB (Matrix laboratory – mathematical modeling software package) αλλά και των βασικών παραμέτρων που ορίσαμε στο σύστημα για την επίτευξη των πειραματικών αποτελεσμάτων.



Σχήμα 4.1.1: Βασική διάταξη προσομοίωσης του οπτικού συστήματος

Για τον σκοπό της πειραματικής μελέτης ορίσαμε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων στο σύστημα τα 10 Gb/s χρησιμοποιώντας διαμόρφωση NRZ(Non-Return-to-Zero βλέπε

σχήμα 2.3) για μια ψευδοτυχαία ακολουθία δυφίων (pseudo random bit sequence (PRBS)) της τάξεως των $2^{17}-1$. Το μεταδιδόμενο σήμα διαμορφώνεται από ιδανικό laser ισχύς 1mw ή 0dbm με μήκος κύματος λ στα 1.55 μm ($f=193.1\text{Thz}$) και με συχνότητα δειγματοληψίας f_s στα 160 GHz. Όπως προαναφέρθηκε στην ενότητα 2.1 η διαδικασία της διαμόρφωσης διακρίνεται σε δύο βασικές κατηγορίες, την άμεση και την εξωτερική. Για τον σκοπό της προσομοίωσης χρησιμοποιήθηκε η εξωτερική διαμόρφωση όπου η διέλευση του φωτός του laser πραγματοποιήθηκε από εξωτερικό διαμορφωτή Mach-Zehnder (βλέπε παρ. 2.1.1) αφού είναι ο πιο διαδεδομένος διαμορφωτής και αυτός που χρησιμοποιείται στα περισσότερα συστήματα σήμερα λόγω της υψηλής ποιότητας διαμόρφωσης που παρέχει (μηδενικό τετέρισμα). Αξίζει να σημειωθεί πως ο πομπός προσομοιώθηκε με ένα λόγο σβέσης (βλέπε παρ. 2.4.4) της τάξεως των 25db.

Το επόμενο κομμάτι της προσομοίωσης του οπτικού συστήματος αφορά τον διαυλο επικοινωνίας την οπτική ίνα (βλέπε παρ. 2.1.2). Κάνοντας την παραδοχή ότι η περιβάλλουσα του διαμορφωμένου σχήματος μεταβάλλεται αργά σε σχέση με το φέρον σήμα μπορούμε να αναπαραστήσουμε το σήμα μας με μιγαδικό σήμα βασικής ζώνης. Η προσέγγιση αυτή ισχύει για οπτικό σήμα όταν έχουμε παλμούς με διάρκεια από 0.1 ps περίπου και πάνω. Για αναπαράσταση πιο γρήγορων φαινομένων χρησιμοποιούνται άλλες μέθοδοι, όπως η απευθείας επίλυση των εξισώσεων του Maxwell [12]. Μετά από αυτό το μετασχηματισμό η μετάδοση μέσα από την οπτική ίνα προσεγγίζεται με την διαφορική εξίσωση Schrödinger, η μορφή της οποίας δίνεται παρακάτω:

$$\frac{\partial}{\partial z} A(z, t) + \frac{\alpha}{2} A(z, t) + \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2}{\partial t^2} A(z, t) - \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3}{\partial t^3} A(z, t) - i\gamma |A(z, t)|^2 A(z, t) = 0 \quad (4.1)$$

Η συγκεκριμένη μορφή θεωρεί την μετάδοση σε μια πόλωση. Υπάρχουν πιο σύνθετες μορφές με σύστημα διαφορικών εξισώσεων που περιγράφουν την διαμόρφωση σε δύο πολώσεις. Στην μορφή αυτή α είναι ο συντελεστής απωλειών, β_2 και β_3 περιγράφουν την διασπορά και γ είναι ο μη γραμμικός συντελεστής. Με την μορφή αυτή του μη γραμμικού όρου περιγράφονται τα μη γραμμικά φαινόμενα Kerr, και συγκεκριμένα το SPM για μετάδοση ενός καναλιού και τα XPM και FWM για μετάδοση πολλών καναλιών.

Οι συντελεστές β_2 και β_3 περιγράφουν τη διασπορά και είναι συντελεστές της ανάπτυξης σε πολώνυμο Taylor της συνάρτησης της διασποράς συναρτήσει της συχνότητας. Το πολώνυμο είναι το

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{\beta_2}{2}(\omega - \omega_0)^2 + \frac{\beta_3}{6}(\omega - \omega_0)^3 + \dots \quad (4.2)$$

ενώ οι συντελεστές β_2 και β_3 υπολογίζονται από τις παραμέτρους D και S που περιγράφουν τη διασπορά συναρτήσει του μήκους κύματος. Η D είναι η παράμετρος διασποράς (βλέπε παρ. 2.2.2), τυπικά σε ps/nm/km και S είναι η κλίση της διασποράς, τυπικά σε ps/nm²/km. Οι μετατροπές γίνονται με τις σχέσεις:

$$\beta_2 = -\frac{\lambda^3}{2\pi c} D \quad (4.3)$$

$$\beta_3 = \frac{\lambda^3}{(2\pi c)^2} (\lambda S + 2D) \quad (4.4)$$

Ο συντελεστής μη γραμμικότητας γ (βλέπε παρ. 2.2.5) δίνεται από το μη γραμμικό δείκτη διάθλασης n_2 σε m²/W και την ενεργό διατομή A_{eff} σε μm^2 με τη σχέση:

$$\gamma = \frac{n_2 \cdot 2\pi}{A_{\text{eff}} \cdot \lambda} \quad (4.5)$$

Για την αριθμητική επίλυση της εξίσωσης του Schrödinger χρησιμοποιείται η μέθοδος Split Step. Στη μέθοδο αυτή ο γραμμικός και μη γραμμικός τελεστής θεωρούνται ανεξάρτητοι. Ο γραμμικός τελεστής υπολογίζεται κατά μήκος ενός στοιχειώδους τμήματος Δz , ενώ η επίδραση της μη γραμμικότητας θεωρείται ότι επιδρά στιγμιαία ανάμεσα στα διαδοχικά τμήματα Δz . Με την παραδοχή αυτή έχουμε:

$$A(z + \Delta z) = \exp(\bar{D}\Delta z) \exp(\bar{N}\Delta z) A(z) \quad (4.6)$$

$$\bar{D} = -\frac{\alpha}{2} - j\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2}{\partial T^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3}{\partial T^3} \quad (4.7)$$

$$\bar{N} = j\gamma|A|^2 \quad (4.8)$$

Ο μη γραμμικός τελεστής υπολογίζεται εύκολα στο πεδίο του χρόνου. Αντίθετα, ο γραμμικός τελεστής υπολογίζεται εύκολα στο πεδίο της συχνότητας. Γι' αυτό χρησιμοποιείται ο γρήγορος μετασχηματισμός Fourier (FFT). Έτσι, η μέθοδος αποκαλείται Split Step Fourier Method (SSFM) [41]. Η χρήση του FFT επιβάλλει το πλήθος των σημείων που χρησιμοποιούνται για την αναπαράσταση του να είναι δύναμη του 2. Παράλληλα εισάγει την παραδοχή ότι το σήμα εισόδου είναι περιοδικό, και τα δείγματα εισόδου αποτελούν μια περίοδο. Αυτό έχει μερικές πρακτικές συνέπειες: Ο αριθμός ψηφίων που προσομοιώνεται πρέπει να είναι δύναμη του 2 και ο ρυθμός δειγματοληψίας να είναι πολλαπλάσιο ίσο με δύναμη του 2 του ρυθμού μετάδοσης. Επίσης πρέπει να χρησιμοποιείται ικανός αριθμός δειγμάτων όταν μελετώνται μεταβατικά φαινόμενα με μεγάλη διάρκεια.

Για την εξαγωγή των πειραματικών αποτελεσμάτων ορίσαμε οπτική ίνα SMF μήκους L στο 1km, κεντρική συχνότητα $f = 193.1\text{Thz}$, συχνότητα δειγματοληψίας $f_s = 160\text{ GHz}$, εξασθένηση α (βλέπε παρ. 2.2.1) στα 0.2 db, κλίση διασποράς S και μη γραμμικό δείκτη διάθλασης n_2 ίσο με το μηδέν ενώ η ενεργός διατομή της ίνας A_{eff} είναι $1\ \mu\text{m}^2$.

Όσον αφορά την ενίσχυση του σήματος λόγω του φαινομένου της εξασθένησης (βλέπε παρ. 2.2.1), πραγματοποιήθηκε η προσομοίωση ενισχυτή ίνας ερβίου (EDFA). Η απλή μέθοδος προσομοίωσης του EDFA είναι να υπολογιστεί το κέρδος G και να ενισχυθεί το σήμα με αυτό. Παράλληλα προστίθενται οι όροι του θορύβου που προκύπτει, με το πραγματικό και το φανταστικό μέρος του θορύβου να είναι ανεξάρτητες Γκαουσιανές μεταβλητές με διασπορά:

$$\sigma_s^2 = F_n h f(G - 1)\Delta f \quad (4.9)$$

όπου F_n ο παράγοντας θορύβου λόγω αυθόρμητης εκπομπής όπως προαναφέρθηκε στην ενότητα 2.2.4, h η σταθερά του Planck $6.626 \cdot 10^{-34}$, f η κεντρική συχνότητα και Δf το εύρος ζώνης θορύβου. Το κέρδος G μπορεί να υπολογιστεί με διαφορετικούς τρόπους ανάλογα με το είδος του ενισχυτή που λαμβάνουμε για την προσομοίωση. Μπορεί να δίνεται κατευθείαν, αν πρόκειται για ενισχυτή με έλεγχο κέρδους, να υπολογίζεται από τον λόγο $G = P_{\text{out}}/P_{\text{in}}$ αν πρόκειται για ενισχυτή με έλεγχο ισχύος εξόδου ή όταν ο ενισχυτής λειτουργεί σε συνθήκες κορεσμού υπολογίζεται από την σχέση:

$$G = G_0 e^{\left(-\frac{(G-1) P_{\text{out}}}{G P_s}\right)} \quad (4.10)$$

όπου G_0 είναι το κέρδος μικρού σήματος και P_s η ισχύς κορεσμού. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι ο ενισχυτής EDFA που χρησιμοποιήθηκε για τις ανάγκες του πειράματος είναι με έλεγχο ισχύος εξόδου της τάξεως του 1mW ή αλλιώς 0 dbm, με παράγοντα θορύβου F_n που υπολογίζετε μέσω της εξίσωσης (2.18) για κάθε OSNR του συστήματος. Αξίζει να σημειωθεί πως το σύστημα ενισχύεται οπτικά έτσι ώστε η λαμβανόμενη ισχύς στον δέκτη να ισούται με την μεταδιδόμενη.

Το τρίτο κομμάτι της προσομοίωσης αφορά τον οπτικό δέκτη (βλέπε παρ. 2.1.3). Στην είσοδο του οπτικού δέκτη, υπάρχει ένα οπτικό φίλτρο εύρους ζώνης 40GHz και 3^{ης} τάξης Γιαουσισιανής συχνοτικής απόκρισης (υλοποιείται στο πεδίο της συχνότητας) για να φιλτράρει τον θόρυβο λόγω ενισχυμένης αυθόρμητης εκπομπής (amplified spontaneous emission (ASE)) πριν την ανίχνευση του σήματος. Η φωτοδιόδος που χρησιμοποιήθηκε είναι τύπου PIN (βλέπε παρ. 2.1.3) άμεσης φώρασης (direct-detection-βλέπε παρ. 2.1) με βασικούς παραμέτρους την αποκρισιμότητα R στα 0.83 A/W, την εσωτερική αντίσταση με τιμή 60Ω, ενώ το ρεύμα σκότους I_d ορίστηκε στα 0 A. Όπως προαναφέρθηκε στην παράγραφο 2.1.3 οι φωτοδιόδοι εισάγουν δύο βασικούς μηχανισμούς θορύβου, τον θόρυβο βολής (shot noise) και τον θερμικό θόρυβο (thermal noise) όπως περιγράφονται από τις εξισώσεις (2.6) και (2.7). Για την προσομοίωση της φωτοδιόδου PIN, οι θόρυβοι μοντελοποιούνται σαν ανεξάρτητες Γιαουσισιανές τυχαίες μεταβλητές με διασπορά που δίνεται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$\sigma_s^2 = 2qI_p \Delta f \quad (\text{θόρυβος βολής}) \quad (4.11)$$

$$\sigma_T^2 = (4K_B T/R_L) \Delta f \quad (\text{θερμικός θόρυβος}) \quad (4.12)$$

όπου q το φορτίο του ηλεκτρονίου, Δf το εύρος ζώνης του θορύβου, K_B η σταθερά Boltzman, T η απόλυτη θερμοκρασία και R_L η εσωτερική αντίσταση.

Μετά την φωτοδιόδο όπως παρατηρούμε και στο σχήμα 4.1.1 ακολουθεί η προσομοίωση ενός ηλεκτρικού φίλτρου Bessel 4^{ης} τάξης (βλέπε παρ. 2.1.3) με εύρος ζώνης στα -3 db, ίσο με 0.7 φορές τον ρυθμό μετάδοσης (7 GHz) και το φίλτρο μοντελοποιείται συνήθως χρησιμοποιώντας την συνάρτηση μεταφοράς του (4.13), είτε στο πεδίο της συχνότητας είτε στο πεδίο του χρόνου. Ακολουθούν οι συναρτήσεις μεταφοράς των φίλτρων Bessel 1^{ης} έως 4^{ης} τάξης:

- 1^{ης} τάξης

$$H(s) = \frac{1}{s+1}$$

- 2^{ης} τάξης

$$H(s) = \frac{3}{s^2+3s+3}$$

- 3^{ης} τάξης

$$H(s) = \frac{15}{s^3+6s^2+15s+15}$$

- 4^{ης} τάξης

$$H(s) = \frac{105}{s^4+10s^3+45s^2+105s+105} \quad (4.13)$$

Η προσομοίωση ολοκληρώνεται με την μονάδα ανάκτησης ρολογιού (CRU-βλέπε παρ. 2.1.3) όπου τα δεδομένα της αρχικής ακολουθίας που μεταδόθηκε μετατρέπονται σε NRZ ακολουθία ίδιου μήκους με την ακολουθία από το φίλτρο Bessel, υπολογίζεται η ετεροσυσχέτισή τους και το αποτέλεσμα είναι το σήμα από το φίλτρο Bessel μετατοπισμένο ώστε το μέγιστο να έρθει στο πρώτο δείγμα.

4.2 Αποτελέσματα προσομοιώσεων για την εξομάλυνση της χρωματικής διασποράς.

Αρχικά είναι πολύ σημαντικό να τονιστεί ότι το κριτήριο που χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της απόδοσης του συστήματος για την αξιολόγηση της ποιότητας του λαμβανομένου σήματος είναι το BER (βλέπε παρ. 2.4.1) και το Q-factor (βλέπε παρ. 2.4.2) για διαφορετικά OSNR στο σύστημα (5,10,...25(db))/0.1nm με δεδομένη διασπορά στην ίνα (1700,3000,4000(ps/nm)). Στόχος είναι η παρουσίαση των πειραματικών αποτελεσμάτων για την εξομάλυνση του φαινομένου της διασυμβολικής παρεμβολής (ISI) λόγω χρωματικής διασποράς (CD) και του θορύβου που αποτελούν δύο βασικά εμπόδια στην αξιόπιστη υψηλόρυθμη μετάδοση δεδομένων, με την χρήση ηλεκτρονικών εξισωτών στο κομμάτι του δέκτη. Έτσι διακρίνουμε τις περιπτώσεις μελέτης για το οπτικό συστήματα:

- χωρίς την ύπαρξη εξισωτή στον δέκτη
- χρήση του γραμμικού εξισωτή εμπροσθόδοτης τροφοδότησης (FFE βλέπε παρ. 3.1.1)
- χρήση του μη γραμμικού εξισωτή ανάδρασης απόφασης (DFE βλέπε παρ. 3.1.2)
- χρήση του εξισωτή ανάδρασης απόφασης με μη γραμμικούς όρους (NDFE ή VDFE βλέπε παρ. 3.1.3).

Αξίζει να αναφερθούμε σε αυτό το σημείο στην υλοποίηση της προσομοίωσης αλλά και στους βασικούς παραμέτρους που ορίσαμε για κάθε έναν εξισωτή στην πειραματική μελέτη. Η προσομοίωση των εξισωτών (FFE, DFE, VDFE) πραγματοποιήθηκε με την χρήση του λογισμού της MATLAB. Όπως προαναφέρθηκε και στην παράγραφο 3.1.5 ο διάυλος επικοινωνίας στις οπτικές επικοινωνίες μεταβάλλεται και έτσι τα βάρη του εξισωτή θα πρέπει να υπολογίζονται συνεχώς και να προσαρμόζονται με βάση της αλλαγές του καναλιού, έτσι οι εξισωτές FFE, DFE, VDFE που προσομοιώθηκαν είναι προσαρμοστικοί. Ο τρόπος λειτουργίας των εξισωτών είναι η περίοδος εκπαίδευσης (training period) όπου μεταδίδεται μία γνωστή ακολουθία, μία ακολουθία γνωστών συμβόλων μήκους 2000 δυφίων για την ενημέρωση του δέκτη για τα χαρακτηριστικά του καναλιού αλλά και την αρχική προσαρμογή των συντελεστών των εξισωτών. Η προσαρμογή και η ανανέωση των συντελεστών του εξισωτή πραγματοποιείται μέσω του προσαρμοστικού αλγορίθμου RLS (Recursive least square βλέπε παρ. 3.2.2), στόχος του οποίου είναι η ελαχιστοποίηση του μέσου τετραγωνικού σφάλματος (Minimum mean square error(MMSE)) που περιγράφεται από την εξίσωση (3.12) έτσι ώστε η πραγματική έξοδος να προσεγγίζει την επιθυμητή. Ο προσδιορισμός του αριθμού των βαρών για κάθε εξισωτή αποτελεί έναν σημαντικό παράγοντα για τον σχεδιασμό του κάθε εξισωτή. Εκτεταμένες μελέτες προσομοίωσης

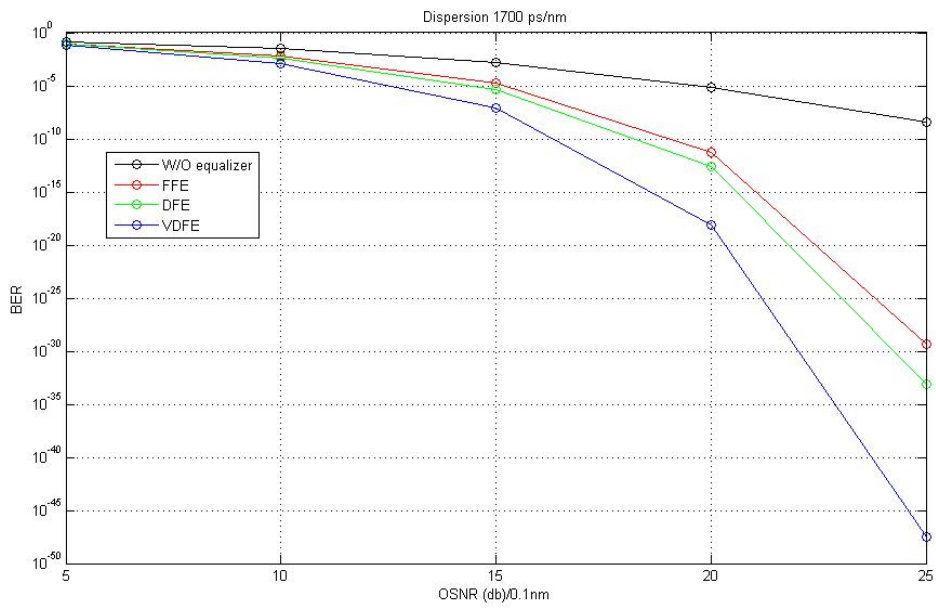
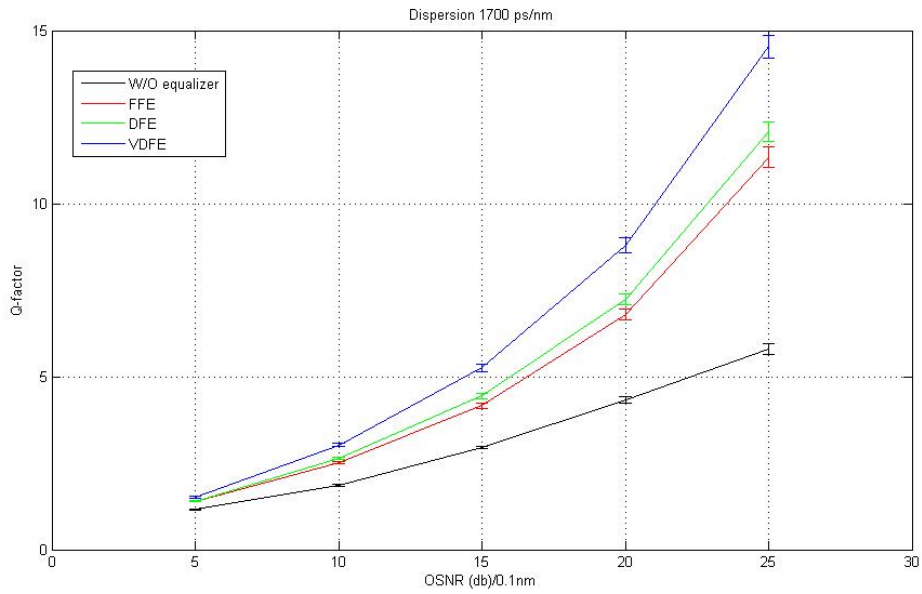
αποκαλύπτουν ότι η αύξηση του αριθμού των βαρών για τον FFE εξισωτή μεγαλύτερη από 5 (σε αρκετές περιπτώσεις ακόμα και 3 βάρη είναι αρκετά) δεν επιφέρει καμία επιπρόσθετη βελτίωση στην απόδοση του συστήματος. Για τον DFE αύξηση του αριθμού των βαρών στο γραμμικό FB (feedback) τμήμα μεγαλύτερη από 1 δεν βελτιώνει σημαντικά την απόδοση του συστήματος. Το ίδιο ισχύει και για την περίπτωση του VDFE τόσο στο μη γραμμικό FF (feedforward) τμήμα όσο και στο μη γραμμικό FB (feedback) τμήμα[39],[40]. Στην ουσία οποιαδήποτε αύξηση των βαρών του εξισωτή μεγαλύτερη από τις προαναφερθείσες τιμές επιφέρει αύξηση στην πολυπλοκότητα του σχεδιασμού του εξισωτή και αύξηση της πολυπλοκότητας του προσαρμοστικού αλγορίθμου που χρησιμοποιείται (RLS εδώ). Συγκεκριμένα για τις συνθήκες προσομοίωσης και μέσω των εξισώσεων (3.1),(3.3),(3.6) ορίσαμε στον FFE $p=10$ βάρη, στον DFE $p=10$ βάρη στο γραμμικό FF τμήμα και $q=5$ βάρη στο γραμμικό FB τμήμα ενώ στον VDFE ορίσαμε $p_1=10$ και $p_2=5$ για το μη γραμμικό FF τμήμα και $q_1=5$ και $q_2=10$ για το μη γραμμικό FB τμήμα αντίστοιχα.

Για την εξαγωγή των πειραματικών αποτελεσμάτων συνοψίζουμε τους βασικούς παραμέτρους που ορίσαμε στο σύστημα και αναφέρθηκαν στην παράγραφο 4.1 όπως: ο ρυθμός μετάδοσης του συστήματος στα 10 Gb/s, μία ψευδοτυχαία ακολουθία μήκους δυφίων $2^{17}-1$ που διαμορφώνεται με NRZ (δεν επιφέρει σημαντική επιβάρυνση στο σήμα), με ρυθμό δειγματοληψίας στα 160Ghz, το ηλεκτρικό σήμα διαμορφώνεται από ιδανικό laser ισχύος 1mW ή 0 dbm (μικρή ισχύς για ελαχιστοποίηση των μη γραμμικών παραμορφώσεων αφού σκοπός είναι η εξομάλυνση της ISI λόγω χρωματικής διασποράς) σε μήκους κύματος 1.55 μm μέσω εξωτερικό διαμορφωτή Marc-Zehnder (μηδενικό τετέρισμα-chirp free) με λόγο σβέσης στα 25db. Η οπτική ίνα είναι SMF ενώ οι τιμές της διασποράς που εξετάζουμε είναι 1700 (τυπική τιμή για SMF), 3000, 4000 ps/nm. Για την ενίσχυση του σήματος χρησιμοποιείται ενισχυτής EDFA ελέγχου ισχύος εξόδου στα 1mW ή 0 dbm με παράγοντα θορύβου που υπολογίζεται από την εξίσωση (2.18) για κάθε OSNR/0.1nm στο σύστημα. Στην είσοδο του δέκτη υπάρχει ένα οπτικό, ζωνοπερατό γκαουσιανό φίλτρο 3^{ης} τάξης εύρους ζώνης 40Ghz, η φωτοδίοδος είναι τύπου PIN με αποκρισιμότητα 0.83 A/W ενώ πριν τον εξισωτή τοποθετείται ένα ηλεκτρικό φίλτρο Bessel 4^{ης} τάξης με συχνότητα αποκοπής στα 7Ghz (-3 db).

Τα αποτελέσματα της πειραματικής μελέτης για την εξομάλυνση της ISI λόγω χρωματικής διασποράς μέσω της ηλεκτρικής αντιστάθμισης της διασποράς (EDC) παρουσιάζονται με τη μορφή γραφημάτων και πινάκων με την βοήθεια του λογισμικού της MATLAB. Συγκεκριμένα τα γραφήματα 4.2.1-4.2.3 περιγράφουν τις μέσες τιμές του Q-factor και του BER που επιτεύχθηκαν για τους 3 διαφορετικούς εξισωτές (FFE,DFE,VDFE) στο σύστημα, αλλά και για την περίπτωση χωρίς εξισωτή, για διαφορετικά OSNR/0.1nm στο σύστημα με δεδομένη διασπορά στην ίνα για 100 φορές που πραγματοποιήθηκε η προσομοίωση. Επίσης στα γραφήματα του Q-factor υπολογίσαμε και την τυπική απόκλιση σ (standard deviation) των τιμών του Q-factor σε σχέση με την μέση τιμή. Τα χρώματα στις καμπύλες των γραφημάτων αντιστοιχούν σε κάθε ύπο εξέταση περίπτωση και συγκεκριμένα:

- Η μαύρη καμπύλη αντιστοιχεί στην περίπτωση χωρίς εξισωτή στον δέκτη
- Η κόκκινη καμπύλη αντιστοιχεί στον εξισωτή εμπροσθόδοτης τροφοδότησης (FFE)
- Η πράσινη καμπύλη αντιστοιχεί στον εξισωτή ανάδρασης απόφασης (DFE)
- Η μπλε καμπύλη στον εξισωτή ανάδρασης με μη γραμμικούς όρους η αλλιώς Βολτέρα εξισωτή (NDFE ή VDFE).

4.2.1: Q-factor vs BER vs OSNR(db)/0.1nm vs D=1700 ps/nm



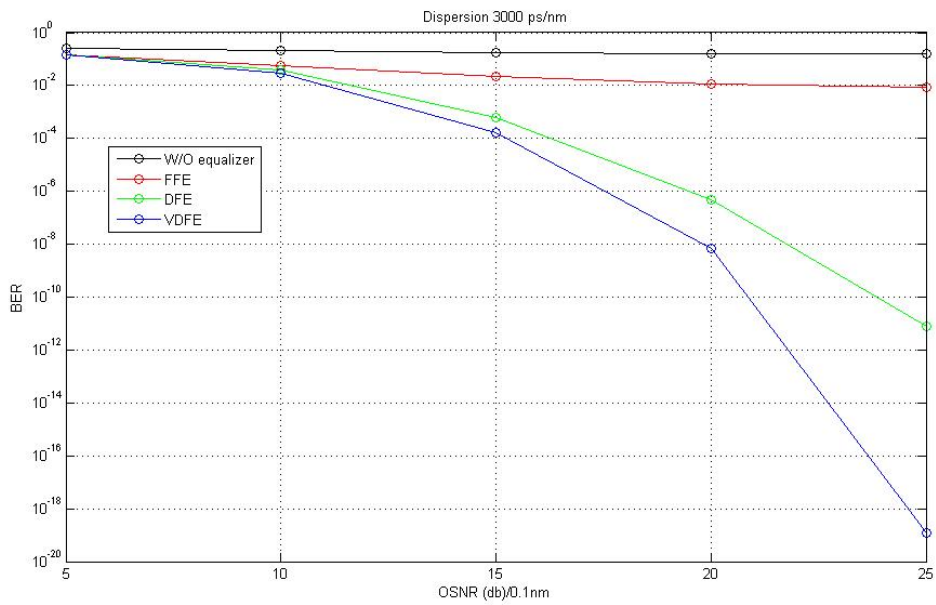
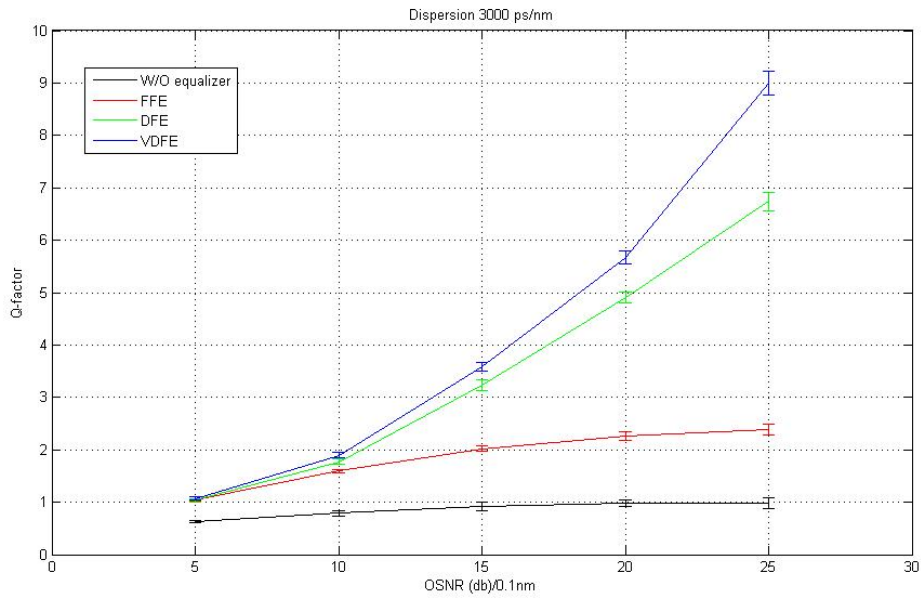
Πίνακας 4.2.1

Μετρήσεις Q-factor-BER για διαφορετικά OSNR με $D=1700\text{ps/nm}$ χωρίς εξισωτή και με FFE, DFE, VDFE

D= 1700 ps/nm	W/O Equalizer		
OSNR (db)/0.1nm	Q	BER	σ
5	1.1567	0.1237	0.0169
10	1.8505	0.0321	0.0252
15	2.9473	0.0016	0.0357
20	4.3317	7.3981e-006	0.1024
25	5.7933	3.4508e-009	0.1489

D= 1700 ps/nm	FFE			DFE			VDFE		
OSNR (db)/0.1nm	Q	BER	σ	Q	BER	σ	Q	BER	σ
5	1.4027	0.0804	0.0220	1.4121	0.0704	0.0252	1.5167	0.0647	0.0265
10	2.5270	0.0058	0.0343	2.6480	0.0040	0.0388	3.0290	0.0012	0.0518
15	4.1567	1.61e-005	0.0753	4.4423	4.45e-006	0.0735	5.2527	7.49e-008	0.1075
20	6.8017	5.16e-012	0.1519	7.2215	2.57e-013	0.1550	8.7957	7.10e-019	0.2283
25	11.336	4.35e-030	0.2974	12.076	7.07e-034	0.2690	14.539	3.42e-048	0.3334

4.2.2: Q-factor και BER vs OSNR(db)/0.1nm για D=3000 ps/nm



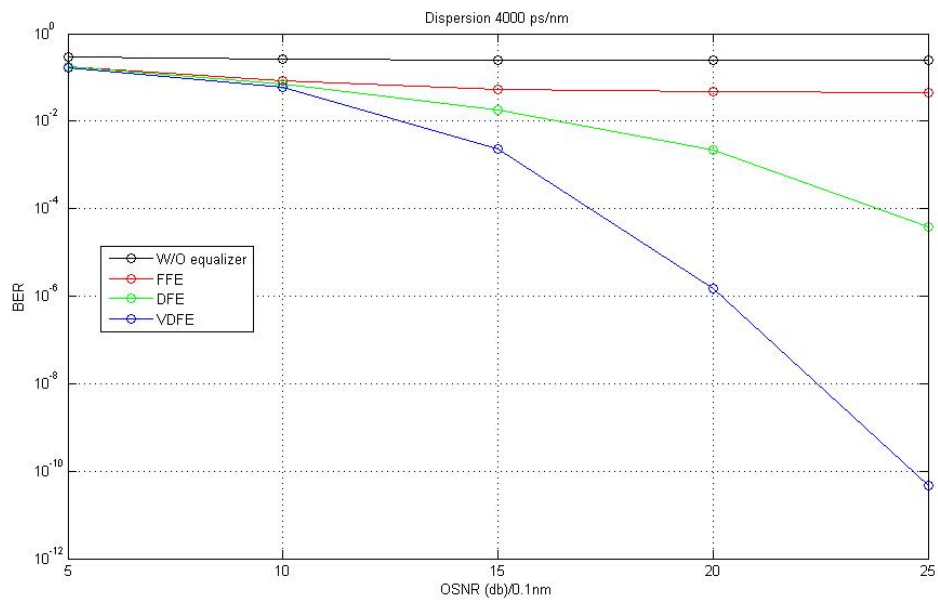
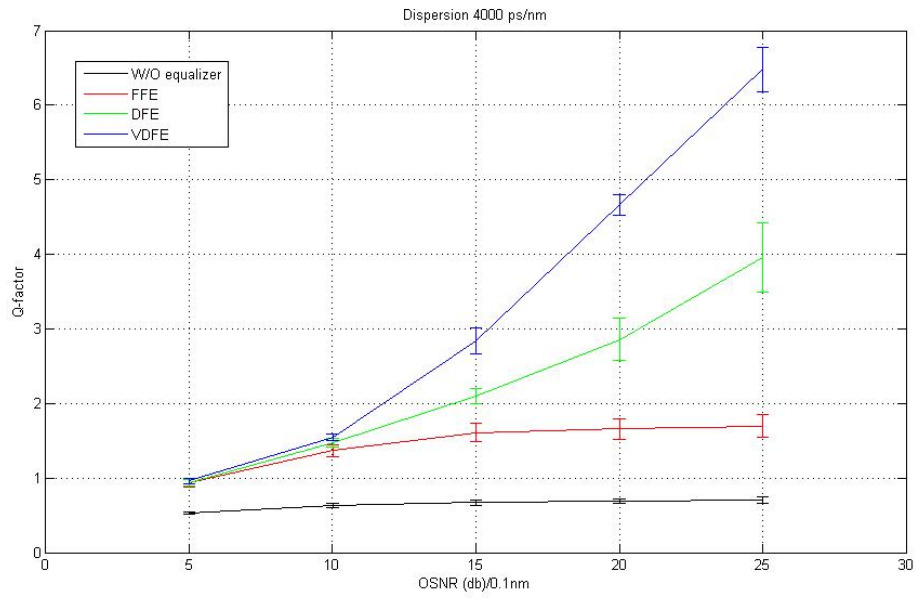
Πίνακας 4.2.2

Μετρήσεις Q-factor-BER για διαφορετικά OSNR με $D=3000\text{ps/nm}$ χωρίς εξισωτή και με FFE, DFE, VDFE

D= 3000 ps/nm	W/O Equalizer		
OSNR (db)/0.1nm	Q	BER	σ
5	0.6263	0.2655	0.0226
10	0.7929	0.2139	0.0519
15	0.9163	0.1798	0.0761
20	0.9822	0.1630	0.0708
25	0.9812	0.1632	0.1006

D= 3000 ps/nm	FFE			DFE			VDFE		
OSNR (db)/0.1nm	Q	BER	σ	Q	BER	σ	Q	BER	σ
5	1.0436	0.1483	0.0246	1.0519	0.1464	0.0313	1.6804	0.1427	0.0270
10	1.5942	0.0554	0.0321	1.7718	0.0382	0.0547	1.8959	0.0290	0.0558
15	2.0191	0.0217	0.0514	3.2314	0.0006	0.1043	3.5859	0.0002	0.0885
20	2.2696	0.0116	0.0798	4.9060	4.64e-007	0.0959	5.6788	6.78e-009	0.1230
25	2.3833	0.0086	0.0989	6.7424	7.78e-012	0.1778	8.9967	1.16e-019	0.2231

4.2.3: Q-factor vs BER vs OSNR(db)/0.1nm vs D=4000 ps/nm



Πίνακας 4.2.3

Μετρήσεις Q-factor-BER για διαφορετικά OSNR με $D=4000\text{ps/nm}$ χωρίς εξισωτή και με FFE, DFE, VDFE

D= 4000 ps/nm	W/O Equalizer		
OSNR (db)/0.1nm	Q	BER	σ
5	0.5269	0.2991	0.0179
10	0.6319	0.2637	0.0273
15	0.6704	0.2513	0.035
20	0.6913	0.2447	0.031
25	0.7021	0.2413	0.040

D= 4000 ps/nm	FFE			DFE			VDFE		
OSNR (db)/0.1nm	Q	BER	σ	Q	BER	σ	Q	BER	σ
5	0.9303	0.1761	0.0495	0.9402	0.1735	0.0465	0.9634	0.1677	0.0374
10	1.3712	0.0852	0.0793	1.4722	0.0705	0.0628	1.5487	0.0607	0.0460
15	1.6103	0.0537	0.1182	2.1020	0.0178	0.1022	2.8350	0.0023	0.1731
20	1.6580	0.0487	0.1381	2.8584	0.0021	0.2843	4.6665	1.53e-006	0.1373
25	1.6978	0.0448	0.1562	3.9587	5.67e-005	0.4625	6.4797	4.59e-011	0.2998

Τα γραφήματα και οι πίνακες 4.2.1-4.2.3 παρουσιάζουν την ποιότητα του λαμβανομένου σήματος (Q-factor) και την απόδοση που επιτυγχάνεται στο οπτικό σύστημα (BER) με την χρήση των ηλεκτρονικών εξισωτών FFE, DFE και VDFE στο κομμάτι του δέκτη. Θυμίζουμε ότι στόχος για αξιόπιστη μετάδοση δεδομένων είναι να επιτευχθεί ρυθμός εσφαλμένων bit στο όριο του FEC ($BER=10^{-3}$ βλέπε παρ. 2.4.1). Η πρώτη πειραματική μελέτη πραγματοποιήθηκε για διασπορά στα 1700 ps/nm (τυπική τιμή διασποράς για SMF). Παρατηρώντας το γράφημα και τον πίνακα των αποτελεσμάτων 4.2.1, παρατηρούμε ότι στην περίπτωση χωρίς εξισωτή το σύστημα επιτυγχάνει ένα $BER \leq 10^{-3}$ από 15 db OSNR και πάνω. Όμως η χρήση των εξισωτών στο κομμάτι του δέκτη τόσο του FFE όσο και του DFE, VDFE επιφέρει ακόμα μεγαλύτερη βελτίωση στην ποιότητα και την απόδοση του συστήματος. Συγκεκριμένα ο FFE και ο DFE παρουσιάζουν ένα $BER \leq 10^{-3}$ ουσιαστικά από 15 db (μπορεί και από 12 db) και πάνω OSNR, με τον FFE να επιτυγχάνει $BER=1.61 \cdot 10^{-5}$ ($Q=4.1567$) και τον DFE ένα $BER=4.45 \cdot 10^{-6}$ ($Q=4.4423$). Ο DFE παρουσιάζει καλύτερη συμπεριφορά από τον FFE για όλα τα OSNR, αφού ο FFE κάνει ουσιαστικά αντιστροφή του “καναλιού” δηλαδή του μέρους του συστήματος που εισάγει την ISI και οδηγεί σε αύξηση του θορύβου στο σήμα. Από την άλλη μεριά, ο VDFE επιτυγχάνει BER στο όριο του FEC για OSNR 10 db με $BER=0.0012$ ($Q=3.0290$). Έχει την καλύτερη απόδοση και από τον FFE και τον DFE για όλα τα OSNR αφού τα οπτικά κανάλια προκαλούν μη γραμμικές παραμορφώσεις στα δεδομένα εισόδου τους και ο VDFE μέσω του μη γραμμικού FF και FB τμήματος μπορεί να τις εξομαλύνει αποτελεσματικότερα. Η δεύτερη πειραματική μελέτη πραγματοποιήθηκε για διασπορά στην ίνα στα 3000 ps/nm. Παρατηρώντας το γράφημα και τον πίνακα 4.2.2 βλέπουμε ότι ενώ η περίπτωση χωρίς εξισωτή στο σύστημα στα 1700 ps/nm παρέχει για κάποια OSNR ένα BER στο όριο του FEC για αυτή την διασπορά και χωρίς εξισωτή τα αποτελέσματα είναι πολύ χειρότερα για οποιοδήποτε OSNR. Ενδιαφέρον παρουσιάζει ο FFE ο οποίος θεωρείται ακατάλληλος γιατί δεν επιτυγχάνει $BER \leq 10^{-3}$ για όλα τα OSNR και αν μπορούσε θα έπρεπε να είχαμε πολύ μεγαλύτερες τιμές OSNR στο σύστημα (ίσως και πάνω από 30 db). Ο DFE μας παρέχει πολύ καλύτερη απόδοση από τον FFE, με $BER=0.0006$ ($Q=3.2314$) για 15 db OSNR (ίσως και λίγο λιγότερο) του συστήματος, ενώ ο VDFE και σε αυτή την περίπτωση παρουσιάζει καλύτερη απόδοση από οποιονδήποτε εξισωτή με $BER=0.0002$ ($Q=3.5859$) στα 15 db OSNR, αλλά και για οποιαδήποτε άλλη τιμή OSNR. Η τρίτη πειραματική μελέτη αφορά για διασπορά στα 4000 ps/nm. Στο γράφημα και τον πίνακα 4.2.3 παρατηρούμε πως τα αποτελέσματα στην περίπτωση χωρίς εξισωτή γίνονται ακόμα χειρότερα σε σχέση με τα 3000 ps/nm κάτι το οποίο είναι αναμενόμενο με βάση την αύξηση της διασποράς στην ίνα. Ο FFE και σε αυτή την περίπτωση είναι ακατάλληλος για το σύστημα με $BER=0.0448$ ($Q=1.6978$) για 25 db OSNR ενώ ο DFE αποδεικνύεται κατάλληλος μόνο για υψηλές τιμές OSNR από 21 ή 22 db αφού επιτυγχάνει $BER=5.67 \cdot 10^{-5}$ ($Q=3.9587$) για 25 db OSNR. Ο VDFE έχει και πάλι καλύτερη απόδοση και ποιότητα σήματος με BER στο όριο του FEC για OSNR 16 ή 17 db αφού παρέχει $BER=1.53 \cdot 10^{-6}$ ($Q=4.6665$) στα 20 db OSNR.

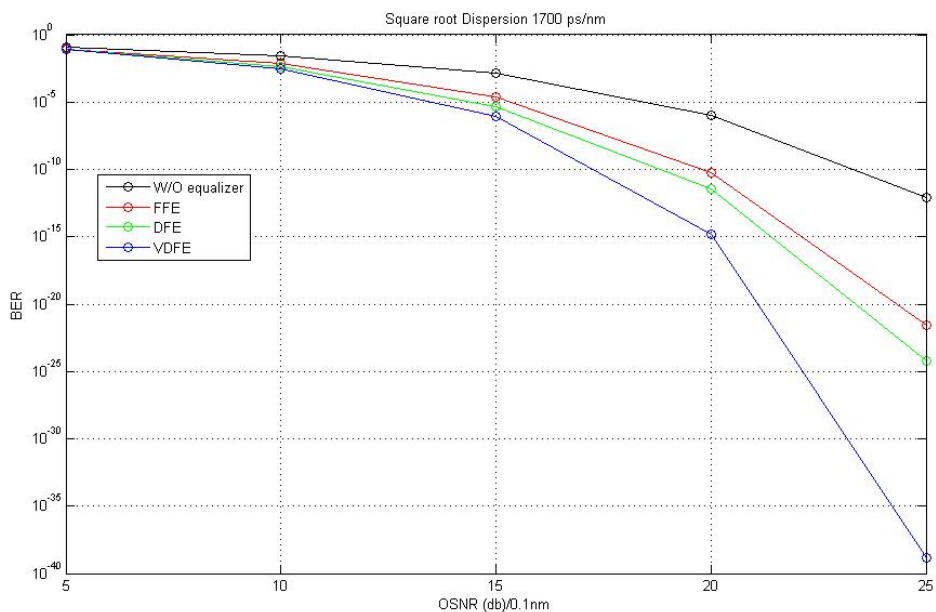
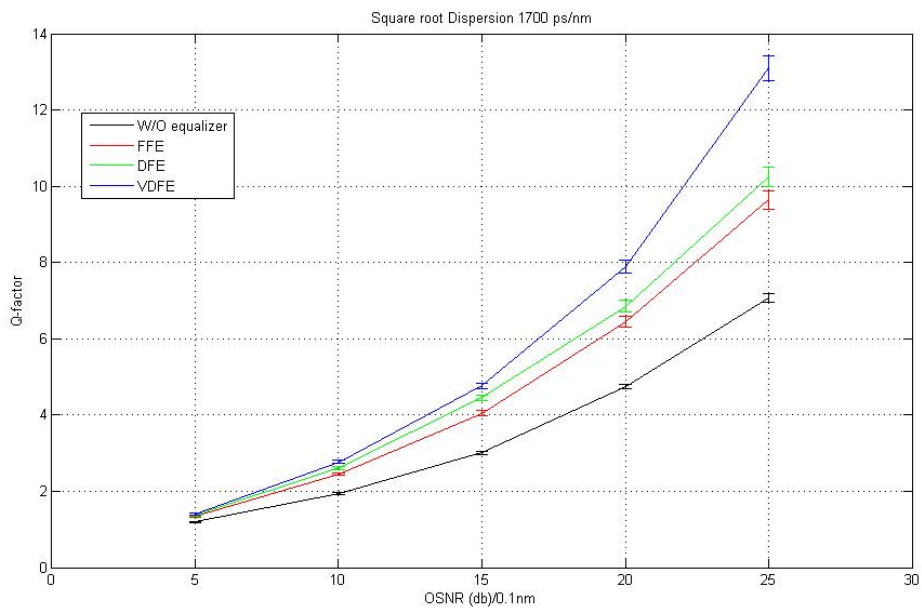
Το γράφημα 4.2.4, περιγράφει την πειραματική μελέτη η οποία επιτεύχθηκε με σκοπό την βελτίωση της ποιότητας του λαμβανομένου σήματος και της απόδοσης του οπτικού συστήματος, με την χρήση μίας τετραγωνικής ρίζας στο λαμβανόμενο σήμα στην είσοδο του εξισωτή. Στα συστήματα άμεσης φώρασης (direct detection), ο φωρατής δηλαδή η φωτοδίοδος εφαρμόζει τον νόμο της τετραγωνικής ρίζας (square-law) και το λαμβανόμενο ηλεκτρικό σήμα έχει την μορφή:

$$y(t) = |u(t) + n_{ASE}(t)|^2 \quad (4.14)$$

όπου n_{ASE} ο θόρυβος λόγω ενισχυμένης αυθόρμητης εκπομπής (ASE). Η εξίσωση 4.14, ουσιαστικά περιγράφει την κυρίαρχη συνέπεια του θορύβου ASE στο λαμβανόμενο σήμα

όπως προαναφέρθηκε και στην παράγραφο 2.2.4 και περιλαμβάνει την επίδραση του σήματος με τον ASE θόρυβο και τον ASE θόρυβο με τον εαυτό του. Οι απόψεις, για το κατά πόσο μία τετραγωνική ρίζα στο λαμβανόμενο σήμα στην είσοδο του εξισωτή βελτιώνει την απόδοση του εξισωτή και κατά συνέπεια την συνολική του συστήματος δύστανται. Η πειραματική μελέτη που διεξάχθηκε και παρουσιάζεται στο γράφημα και στον πίνακα 4.2.4 για τους τρεις εξισωτές και την περίπτωση χωρίς εξισωτή για διασπορά στην ίνα στα 1700 ps/nm οδηγεί στο συμπέρασμα ότι δεν υπάρχει βελτίωση στην ποιότητα του σήματος (Q-factor) και την απόδοση του συστήματος (BER) με εξισωτή αλλά μόνο στην περίπτωση του συστήματος χωρίς εξισωτή.

4.2.4: Q-factor και BER vs OSNR(db)/0.1nm για D=1700 ps/nm με τετραγωνική ρίζα



Πίνακας 4.2.4

Μετρήσεις Q-factor-BER για διαφορετικά OSNR με $D=1700\text{ps/nm}$ χωρίς εξισωτή και με FFE, DFE, VDFE με τετραγωνική ριζα

D= 1700 ps/nm	Square root W/O Equalizer		
OSNR (db)/0.1nm	Q	BER	σ
5	1.1909	0.1168	0.0172
10	1.9401	0.0262	0.0248
15	3.0114	0.0013	0.0465
20	4.7440	1.04e-006	0.0673
25	7.0624	8.18e-013	0.1099

D= 1700 ps/nm	Square root - FFE			Square root - DFE			Square root - VDFE		
OSNR (db)/0.1nm	Q	BER	σ	Q	BER	σ	Q	BER	σ
5	1.3357	0.0908	0.0199	1.3642	0.0862	0.0227	1.4088	0.0794	0.0270
10	2.4544	0.0071	0.0332	2.6123	0.0045	0.0362	2.7711	0.0028	0.0353
15	4.0471	2.59e-005	0.0644	4.4545	4.20e-006	0.0670	4.7659	9.40e-007	0.0732
20	6.4561	5.37e-011	0.1466	6.8578	3.49e-012	0.1443	7.8873	1.54e-015	0.1706
25	9.6430	2.63e-022	0.2458	10.2545	5.64e-025	0.2582	13.1058	1.52e-039	0.3258

4.3 Συμπεράσματα

Τα οπτικά συστήματα χαρακτηρίζονται από γραμμικές και μη γραμμικές αλλοιώσεις και θόρυβο. Οι αλλοιώσεις αυτές, όπως η χρωματική διασπορά (CD) και η διασπορά τρόπων πόλωσης (PMD) έχουν σαν συνέπεια την υποβάθμιση της ποιότητας και της απόδοσης του συστήματος οδηγώντας στο φαινόμενο της αλληπαρεμβολής μεταξύ συμβόλων (ISI). Η διασυμβολική παρεμβολή μαζί με τον θόρυβο αποτελούν τα κυριότερα εμπόδια αξιόπιστης υψηλόρυθμης μετάδοσης δεδομένων στα σύγχρονα οπτικά συστήματα. Η τεχνική της ηλεκτρονικής αντιστάθμισης της διασποράς (EDC) αποτελεί την πιο διαδεδομένη πλέον τεχνική στα σύγχρονα οπτικά συστήματα με την χρήση των ηλεκτρονικών εξισωτών στο κομμάτι του δέκτη για την εξομάλυνση των γραμμικών και των μή γραμμικών παραμορφώσεων στην ίνα, δίνοντας την δυνατότητα ευκολότερου σχεδιασμού των συστημάτων με χαμηλότερο κόστος και φυσικό μέγεθος. Η πειραματική μελέτη που πραγματοποιήθηκε είχε ως σκοπό την εξομάλυνση του φαινομένου της διασυμβολικής παρεμβολής λόγω χρωματικής διασποράς και, με την χρήση των ηλεκτρονικών εξισωτών FFE, DFE, VDFE για διαφορετικά OSNR στο σύστημα και για διαφορετικές τιμές της διασποράς στην ίνα (1700,3000,4000 ps/nm). Αξιολογήθηκε η απόδοση αλλά και η ποιότητα του σήματος που παρέχει η εφαρμογή του κάθε εξισωτή στο κομμάτι του δέκτη, αφού η συμπεριφορά τους στα οπτικά συστήματα διαφέρει λόγω του ότι τα οπτικά κανάλια χαρακτηρίζονται από μη γραμμικότητες και θόρυβο συσχετισμένο με το σήμα (όχι Γκαουσιανή κατανομή). Οι πειραματικές μελέτες απέδειξαν ότι με την χρήση εξισωτή πραγματοποιείται βελτίωση στην απόδοση του συστήματος (BER) αλλά και στην ποιότητα του σήματος (Q-factor) σε σχέση με την περίπτωση χωρίς εξισωτή. Στο σύνολο των πειραματικών μετρήσεων ο VDFE αποδείχθηκε ως ο αποδοτικότερος εξισωτής για τις διαφορετικές περιπτώσεις διασποράς στην ίνα, σε σχέση με την απόδοση του FFE και του DFE εξισωτή. Από την άλλη μεριά ο DFE είχε πολύ καλύτερη συμπεριφορά έναντι του FFE και για τις τρεις περιπτώσεις διασποράς στην ίνα, με χαμηλότερη απόδοση στην περίπτωση της διασποράς των 4000 ps/nm όπου απαιτούνται υψηλές τιμές OSNR στο σύστημα για να επιτευχθεί $BER \leq 10^{-3}$. Ο εξισωτής με την χαμηλότερη απόδοση στο σύστημα αλλά και με την χειρότερη ποιότητα σήματος σε σχέση με τους άλλους δύο εξισωτές, ήταν ο FFE, ο οποίος για τις περιπτώσεις διασποράς στην ίνα 3000 και 4000 ps/nm θεωρείται ακατάλληλος λόγω του πολύ υψηλού BER που παρέχει. Τέλος, πραγματοποιήθηκε η πειραματική μελέτη για το κατά πόσο η χρήση της τετραγωνικής ρίζας στο λαμβανόμενο σήμα στην είσοδο του εξισωτή μπορεί να βελτιώσει την ποιότητα και την απόδοση του σήματος, καταλήγοντας στο γεγονός ότι δεν επιφέρει επιπλέον βελτίωση σε καμία από τις υπό εξέταση περιπτώσεις παρά μόνο στην περίπτωση χωρίς εξισωτή.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

Βιβλιογραφία

- [1] R. Ramaswami and K. N. Sivarajan, "Optical networks: A practical perspective", Academic Press Inc., NY, 2nd Ed., 2002.
- [2] R. W. Smith, "Broadband Internet connections: A user's guide to DSL and cable", Addison-Wesley Pub Co., 1st Edition, 2002.
- [3] "The role of ATM in an IP World", RHK Atom. III, Vol. 4.
- [4] P. E. Green, "Fiber optic networks", Prentice-Hall Inc., NJ, Μετάφραση Κ.Καρούμπαλος, Ed. Α. Παπασωτηρίου & ΣΙΑ Ο. Ε., 1993.
- [5] G. P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems", 2nd Ed., John Wiley & Sons Inc., NY, 1997.
- [6] I. P. Kaminow and T. L. Koch, "Optical fiber telecommunications IIIB", Academic Press Inc., NY, 1997.
- [7] Govind P. Agrawal, "Lightwave technology, components and devices", 2004.
- [8] Govind P. Agrawal, "Lightwave technology: Telecommunication Systems", 4th έκδοση, 2005, Wiley-Interscience publisher
- [9] G. P. Agrawal, "Fiber-optic communication systems", 3rd edition (John Wiley 2002).
- [10] John D. Downie, I. Tomkos, N. Antoniadis and A. Boskovic, "Effects of Filter Concatenation for Directly Modulated Transmission Lasers at 2.5 and 10 Gb/s", Journal of Lightwave Technology, Vol. 20, No. 2, pp 218-228, Feb. 2002.
- [11] J. M. Senior, "Optical fibre communications: principles and practice", 2nd edition (Prentice Hall 1992).
- [12] G. P. Agrawal, "Fiber communication systems", John Wiley & Sons, 1997
- [13] E. A. Dowdell, P. E. "New Fibre Technologies for Long-Haul High Data-Rate Networks", NOC'99.
- [14] R. Ramaswami, K. N. Sivarajan, "Optical Networks: A practical perspective", Academic Press Inc., NY, 2nd Ed., 2002.
- [15] P. Bayvel and R. I. Killey, "Nonlinear optical effects in WDM transmission", Chapter 13 in Optical Fibre Telecommunications IV B edited by I.Kaminov and T.Li (Elsevier Science 2002).

- [16] J. Zyskind, R. Barry, G. Pendick, M. Cahill, "High capacity ultra-long haul networks", Chapter 5 in *Optical Fibre Telecommunications IV B* edited by I. Kaminov and T. Li (Elsevier Science 2002).
- [17] M. Bohn, W. Rosenkranz, P. M. Krummrich, "Adaptive distortion compensation with integrated optical finite impulse response filters in high bit rate optical communications systems", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, Vol. 10, No. 2, pp. 273-280, March/April 2004
- [18] C. K. Madsen, et al., "Versatile integrated PMD emulation and compensation elements", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Vol. 22, No. 4, pp. 1041-1050, April 2004.
- [19] N. J. Doran, K. J. Blow, "Solitons in optical communications", *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Vol. QE-19, No. 12, pp. 1883-1888, Dec. 1983.
- [20] F. M. Knox, W. Forysiak, N. J. Doran, "10 Gb/s soliton communication systems over standard fiber at 1.55 μm and the use of dispersion compensation", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Vol. 13, No. 10, pp. 1955-1962, Oct. 1995
- [21] Andrew C. Singer Naresh R. Shanbhang, and Hyeon-Min Bae "An overview of optical communications systems" *IEEE SIGNAL PROCESSING MAGAZINE* [110] NOVEMBER. 2008
- [22] Jin Wang, *Student Member, IEEE*, and Joseph M. Kahn, *Fellow, IEEE* "Performance of Electrical Equalizers in Optically Amplified OOK and DPSK Systems"
- [23] J. Winters and R. Gitlin, "Electrical signal processing techniques in long-haul fiber optic systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 38, no. 9, pp. 1439-1453, Sept. 1990.
- [24] B. Saleh and M. Teich, *Fundamentals of Photonics*, Wiley, New York, 1991, Chaps 15 and 16
- [25] H. Melchior, in *Laser Handbook*, Vol. 1, F. T. Arecchi and E. O. Schulz-Dubois, Eds., North-Holland, Amsterdam, 1972, pp. 725-835
- [26] J. C. Campbell, A. G. Dentai, W. S. Holden, and B. L. Kasper, *Electron. Lett.* 19, 818 (1983)
- [27] D. K. C. Macdonald, *Noise and Fluctuations: An Introduction*, Wiley, New York, 1962.
- [28] W. Schottky, *Ann. Phys.* 57, 541 (1918)
- [29] S. Benedetto, E. Biglieri, V. Castellani, "Digital Transmission Theory", Chapter 8 (Prentice-Hall 1987).
- [30] S. U. H. Qureshi, "Adaptive equalization", Vol. 73, No. 9, pp. 1349-1387, Sept. 1985.
- [31] J. H. Winters, R. D. Gitlin, "Electrical signal processing techniques in long-haul fiber-optic systems", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 38, No. 9, pp. 1439-1453, Sept. 1990.

- [32] J. G. Proakis, “Digital Communications”, 4th edition (McGraw-Hill 2001)
- [33] C. Richard Johnson Jr. William A. Sethares “Telecommunication Breakdown”
Concepts of Communication Transmitted via Software-Defined Radio
- [34] Nevio Benvenuto-Giovanni Cherubini “Αλγόριθμοι και Εφαρμογές Συστημάτων
Επικοινωνιών” Τόμος Ι: Σήματα και Συστήματα.
- [35] Simon Haykin: “Adaptive Filter Theory”, Third Edition, Prentice-Hall, Inc., Upper
Saddle River, NJ, 1996.
- [36] Bernard Widrow and Samuel D. Stearns: “Adaptive Signal Processing”, Prentice-
Hall, Inc., Upper Saddle River, NJ, 1985.
- [37] Martin Schetzen, “ The Volterra and Wiener theories of nonlinear systems”,
Wiley 1980
- [38] Nonlinear System Theory “The Volterra/Wiener Approach” by *Wilson J. Rugh*
Originally published by *The Johns Hopkins University Press*, 1981 (ISBN 0-8018-2549-0).
- [39] P.M. Watts, V. Mikhailov, S. Savory , P. Bayvel , M. Glick , M. Lobel , B. Christensen
, P. Kirkpatrick , S. Shang , R.I. Killey “Performance Limits of Electronic Feed-
Forward and Decision Feedback Equalizers for Single Mode Fibre Links” Optical
Networks Group, Department of Electronic and Electrical Engineering, University
College London
- [40] I. Papagiannakis, “Μέθοδοι και τεχνικές βελτιστοποίησης της απόδοσης των δικτύων
οπτικών επικοινωνιών” PhD report
- [41] Scott Zoldi, Victor Ruban, Alexandre Zenchuk, and Sergey Burtsev “Parallel
Implementation of the Split-step Fourier Method For Solving Nonlinear
Schrödinger Systems” from *SLAM News*, Volume 32, Number 1.

Συντομογραφίες

ADC	Analog-to-digital converter
APD	Avalanche photodiode
ASE	Amplified spontaneous emission (noise)
BER	Bit error rate
BW	Bandwidth
CD	Chromatic dispersion
CRU	Clock recovery unit
DAC	Digital-to-analog converter
DCF	Dispersion compensating fiber
DFE	Decision feedback equalizer
DMD	Differential mode delay
DML	Directly modulated laser
DSF	Dispersion shifted fiber
DSL	Digital subscriber link
DWDM	Dense wavelength division multiplexing
EDFA	Erbium doped fiber amplifier
EAM	Electrical absorption modulator
EML	External modulated laser
EO	Eye opening
EOP	Eye opening penalty
ER	Extinction ratio
FBF	Feed back filter
FBG	Fiber bragg grating
FEC	Forward error correction
FFE	Feed forward equalizer
FFF	Feed forward filter
FIR	Finite impulse response (filter)
FP	Fabry-Perot
ISI	Intersymbol interference
ITU	International Telecommunication Union
LASER	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation
LED	Light emitting diode
LMS	Least mean square
MATLAB	Matrix laboratory – mathematical modeling software package
MLSE	Maximum likelihood sequence estimation
MMF	Multi mode fiber
MMSE	Minimum mean square error
MZM	Mach zehnder modulator
NDFE	Non-linear decision feedback equalizer
NRZ	Non-return-to zero format
NZ-DSF	Non-zero dispersion shifted fiber
OOK	On-off keying
OSNR	Optical signal-to-noise ratio
PIN	P-doped intrinsic n-doped
PMD	Polarization mode dispersion
PRBS	Pseudo random bit sequence
RLS	Recursive least square
RZ	Return-to-zero
SBS	Stimulated Brilluin scattering

SNR	Signal to noise ratio
SOA	Semiconductor optical amplifier
SPM	Self phase modulation
SRS	Stimulated Raman scattering
SSMF	Standard single mode fiber
TDM	Time division multiplexing
VDFE	Volterra decision feedback equalizer
WDM	Wavelength division multiplexing