



Πανεπιστήμιο Δυτικής Αττικής

Σχολή Μηχανικών

Τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής και Υπολογιστών

Διπλωματική εργασία

**Μη γραμμική επεξεργασία σήματος σε
συστήματα οπτικών επικοινωνιών**

Γεώργιος Μουστάκας

18390099

Επιβλέπων:

Μπόγρης Αντώνιος

Καθηγητής ΠΑΔΑ

Αιγάλεω - Αθήνα, Οκτώβριος, 2023

Εγκρίθηκε από την εξεταστική επιτροπή την Πέμπτη 5 Οκτωβρίου 2023.

Μπόγρης Αντώνιος
Καθηγητής ΠΑΔΑ

Καρκαζής Παναγιώτης
Αναπληρωτής Καθηγητής ΠΑΔΑ

Μυριδάκης Νικόλαος
Επίκουρος Καθηγητής ΠΑΔΑ

.....

Μουστάκας Γεώργιος
Τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής και Υπολογιστών
Πανεπιστήμιο Δυτικής Αττικής

Copyright © Μουστάκας Γεώργιος, 2023
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

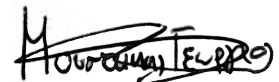
Δήλωση Συγγραφέα

Ο/η κάτωθι υπογεγραμμένος Μουστάκας Γεώργιος του Τηλέμαχου, με αριθμό μητρώου 18390099 φοιτητής του Τμήματος Μηχανικών Πληροφορικής και Υπολογιστών της Σχολής Μηχανικών του Πανεπιστημίου Δυτικής Αττικής, δηλώνω ότι:

«Είμαι συγγραφέας αυτής της πτυχιακής/διπλωματικής εργασίας και ότι κάθε βοήθεια την οποία είχα για την προετοιμασία της είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται στην εργασία. Επίσης, οι όποιες πηγές από τις οποίες έκανα χρήση δεδομένων, ιδεών ή λέξεων, είτε ακριβώς είτε παραφρασμένες, αναφέρονται στο σύνολό τους, με πλήρη αναφορά στους συγγραφείς, τον εκδοτικό οίκο ή το περιοδικό, συμπεριλαμβανομένων και των πηγών που ενδεχομένως χρησιμοποιήθηκαν από το διαδίκτυο. Επίσης, βεβαιώνω ότι αυτή η εργασία έχει συγγραφεί από μένα αποκλειστικά και αποτελεί προϊόν πνευματικής ιδιοκτησίας τόσο δικής μου, όσο και του Ιδρύματος.

Παράβαση της ανωτέρω ακαδημαϊκής μου ευθύνης αποτελεί ουσιώδη λόγο για την ανάκληση του πτυχίου μου».

Ο Δηλών
Μουστάκας Γεώργιος



Ευχαριστίες

Αρχικά, θα ήθελα να εκφράσω την ευγνωμοσύνη μου στον επιβλέποντα καθηγητή κ. Αντώνη Μπόγρη για την άψογη καθοδήγηση του κατά την διάρκεια εκπόνησης της διπλωματικής εργασίας. Τον ευχαριστώ ιδιαίτερα που ήταν πάντοτε διαθέσιμος για να με καθοδηγήσει αποτελεσματικά, μετατρέποντας έτσι ακόμα και τα πιο περίπλοκα προβλήματα σε απλά. Επιπροσθέτως, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Δρ. Σταύρο Δεληγιαννίδη για την υποστήριξη του καθώς και για την ικανότητα του να μεταδίδει την γνώση. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους γονείς μου καθώς και την αδελφή μου για την συμπαράσταση και την βοήθεια που παρείχαν.

Οκτώβριος, 2023

Μουστάκας Γεώργιος

Περίληψη

Στο πλαίσιο της διπλωματικής, θα μελετηθούν τα σύμφωνα συστήματα μεγάλων αποστάσεων στην Original Band (O-Band) βιβλιογραφικά, αλλά και με τη χρήση αριθμητικών προσομοιώσεων. Πιο συγκεκριμένα, θα ερευνηθούν οι μη-γραμμικές επιδράσεις στα WDM κανάλια που βρίσκονται στην περιοχή των 1310 nm, Χρησιμοποιώντας ως σχήμα διαμόρφωσης συμβατικό 16QAM. Έπειτα, θα εξεταστούν οι αντίστοιχες μη γραμμικές επιδράσεις χρησιμοποιώντας τη μέθοδο Probabilistic Constellation Shaping (PCS). Τέλος, θα συγκριθούν τα αποτελέσματα των δυο μεθόδων και θα αναζητηθεί η δυνατότητα βελτίωσης με τη χρήση μηχανικής μάθησης.

Λέξεις Κλειδιά: Οπτικές Επικοινωνίες, Μη-γραμμική επεξεργασία σήματος, bi-RNN, Probabilistic Constellation Shaping

Abstract

As part of the diploma thesis, long-haul coherent systems in the Original Band (O-Band) will be studied both bibliographically and by using numerical simulations. Specifically, the nonlinear effects on WDM channels located in the 1310 nm region will be investigated using conventional 16QAM modulation format. Then, the corresponding nonlinear effects will be examined using the Probabilistic Constellation Shaping (PCS) method. Finally, the results of the two methods will be compared and the possibility of improvement using machine learning will be explored.

Keywords: Optical Communications, Non-linear signal processing, bi-RNN, Probabilistic Constellation Shaping

Πίνακας περιεχομένων

Ευχαριστίες	i
Περίληψη	iii
Abstract	v
Πίνακας περιεχομένων	viii
Πίνακας σχημάτων	x
Πίνακας πινάκων	xi
Αλφαβητικό Ευρετήριο Όρων	xiv
1 Εισαγωγή	1
1.1 Πλαίσιο, σκοπός και στόχοι της πτυχιακής εργασίας	1
1.2 Μεθοδολογία	1
1.3 Ορισμοί	1
1.4 Οργάνωση, κεφαλαίωση, διάρθρωση της εργασίας	1
2 Εισαγωγή στα Συστήματα Οπτικών Επικοινωνιών	3
2.1 Διαμόρφωση Έντασης με Άμεση Ανίχνευση	3
2.1.1 Σχεδίαση Δέκτη	3
2.1.2 Οπτικοί διαμορφωτές	5
2.2 Σύμφωνα Συστήματα	7
2.2.1 Σύμφωνη Διαμόρφωση	8
2.2.2 Βασικές Αρχές Σύμφωνης Αποδιαμόρφωσης	9
2.2.3 Ετερόδυνη Ανίχνευση	10
2.2.4 Ομόδυνη Ανίχνευση	11
2.2.5 Δέκτης Διαφοροποίησης Φάσης	11
2.3 Πολυπλεξία Διαίρεσης Μήκους Κύματος (WDM)	12
2.3.1 Ζητήματα απόδοσης στα συστήματα WDM	14
2.4 Συσκευές και Διατάξεις	17
2.4.1 Lasers	17
2.4.2 Φωτοδίοδοι	19
2.4.3 Οπτικοί Ενισχυτές	21
2.4.4 Εξωτερικοί Διαμορφωτές	24

2.4.5	Συσκευές WDM	27
2.4.6	Λοιπές παθητικές διατάξεις	31
3	Οπτική Ίνα και Επιδράσεις	35
3.1	Εξασθένιση στην Οπτική Ίνα	36
3.1.1	Απορρόφηση Υλικού	37
3.1.2	Σκέδαση Rayleigh	37
3.1.3	Ατέλειες κυματοδηγού	37
3.2	Φαινόμενα Διασποράς	38
3.2.1	Χρωματική Διασπορά	38
3.2.2	Διασπορά Τρόπων Πόλωσης	40
3.3	Μη-Γραμμικά Φαινόμενα	42
3.3.1	Φαινόμενα Ανελαστικής Σκέδασης	43
3.3.2	Φαινόμενα Ελαστικής Σκέδασης	45
4	Τεχνικές Αντιστάθμισης Μη-Γραμμικών Φαινομένων	49
4.1	Αντιστροφή Φάσματος - Spectral Inversion	49
4.1.1	Αντιστάθμιση Διασποράς	50
4.1.2	Αντιστάθμιση μη-γραμμικών φαινομένων	51
4.1.3	Αθροιστική αντιστάθμιση φαινομένων με την χρήση OPC	52
4.2	Τεχνικές Μη-Γραμμικής Διαμόρφωσης	53
4.2.1	Συμβατική Διαμόρφωση QAM	54
4.2.2	Πιθανολογική Διαμόρφωση - PCS	55
4.2.3	Γεωμετρική Διαμόρφωση - GCS	59
4.3	Μηχανική Μάθηση - Μοντέλο LSTM	61
4.3.1	Βασικά χαρακτηριστικά Bi-LSTM	61
5	Αριθμητικές προσομοιώσεις στην O-band	65
5.1	Ανάλυση συστήματος και ζεύξης	65
5.2	Αποτελέσματα προσομοιώσεων	67
5.2.1	Αποτελέσματα σύγκρισης πιθανολογικής διαμόρφωσης με συμβατικό 16QAM	67
5.2.2	Αποτελέσματα σύγκρισης Bi-LSTM με πιθανολογική διαμόρφωση	69
6	Συζήτηση – Συμπεράσματα	75
	Βιβλιογραφικές Αναφορές	77
	Πρόσθετη Βιβλιογραφία	79
	Παράρτημα I Κώδικας για υπολογισμό δείκτη διάθλασης με την εξίσωση Sellmeier	81
	Παράρτημα II Υλοποίηση Πιθανολογικής Διαμόρφωσης στο περιβάλλον MATLAB®	83

Πίνακας σχημάτων

Εικόνα 1.	Διάγραμμα δέκτη [3]	3
Εικόνα 2.	Ψηφιακή Διαμόρφωση πλάτους για NRZ ακολουθία	6
Εικόνα 3.	Πομπός με αμεση διαμόρφωση [16]	6
Εικόνα 4.	Πομπός με χρήση εξωτερικού διαμορφωτή [16]	7
Εικόνα 5.	Διαγράμματα Αστερισμού 16,32,64 QAM	8
Εικόνα 6.	Διαμορφωτής IQ	9
Εικόνα 7.	Σχηματικό διάγραμμα σύμφωνου δέκτη [15]	10
Εικόνα 8.	Διάταξη δέκτη διαφοροποίησης φάσης με χρήση οπτικού υβρίδιου 90° [15]	11
Εικόνα 9.	Φάσμα του δεκτη διαφοροποίησης φάσης σε σχέση με του συμβατικού ομόδυνου δέκτη, ο δεκτης διαφοροποίησης φάσης υπολογίζει το μιγαδικό πλάτος του οποίου το φάσμα εκτείνεται προς τις θετικές αλλά και αρνητικές συχνότητες. [15]	12
Εικόνα 10.	Διάγραμμα Συστήματος WDM, MUX = Πολυπλέκτης, DEMUX = Αποπολυπλέκτης	13
Εικόνα 11.	Η ολική εξασθένιση καθώς και οι συνιστώσες που συμβαλλουν σε αυτή σε συναρτηση μηκους κυματος, επεξεργασία απο [3, 19]	36
Εικόνα 12.	Μεταβολή του δείκτη διάθλασης και του δείκτη διάθλασης ομάδας συναρτησει του μήκους κύματος	40
Εικόνα 13.	Σχηματική αναπαράσταση αντισταθμισης διασπορας και μη γραμμικότητων με αντιστροφή φάσματος	50
Εικόνα 14.	Διάγραμμα Αστερισμού 16QAM με φαση και πλάτος	54
Εικόνα 15.	Ιστόγραμμα I,Q συνιστώσας 16QAM	54
Εικόνα 16.	Συμβατικό 16QAM, πιθανότητες ανα σύμβολο	55
Εικόνα 17.	Διάγραμμα Αστερισμού PS-16QAM	55
Εικόνα 18.	Ιστόγραμμα I,Q συνιστώσας PS-16QAM	56
Εικόνα 19.	PS-16QAM, πιθανότητες ανα σύμβολο	56
Εικόνα 20.	Αρχιτεκτονική PAS [7]	58
Εικόνα 21.	Σχηματική απεικόνιση μονάδας LSTM	62
Εικόνα 22.	Αρχιτεκτονική Bi-LSTM [9]	63
Εικόνα 23.	Σύστημα μετάδοσης που προσομοιώθηκε [9]	65
Εικόνα 24.	Διάδοση WDM O-Band για $\Delta f = 50\text{GHz}$, $L = 500\text{km}$ (α) Κανάλι 1 (β) Καναλι 5 (γ) Κανάλι 9	68

Εικόνα 25.	Διάδοση WDM O-Band για $\Delta f = 100\text{GHz}$, $L = 500\text{km}$ (α) Κανάλι 1 (β) Καναλι 5 (γ) Κανάλι 9	69
Εικόνα 26.	Διάδοση WDM O-Band με Bi-LSTM-16QAM και PS-16QAM για $\Delta f = 50\text{GHz}$, $L = 300\text{km}$ (α) Κανάλι 1 (β) Καναλι 5 (γ) Κανάλι 9	70
Εικόνα 27.	Διάδοση WDM O-Band με Bi-LSTM-16QAM και PS-16QAM για $\Delta f = 100\text{GHz}$, $L = 300\text{km}$ (α) Κανάλι 1 (β) Καναλι 5 (γ) Κανάλι 9	71
Εικόνα 28.	Διάδοση WDM O-Band με Bi-LSTM-PS3.73 και PS-16QAM για $\Delta f = 50\text{GHz}$, $L = 300\text{km}$ (α) Κανάλι 1 (β) Καναλι 5 (γ) Κανάλι 9	72
Εικόνα 29.	Διάδοση WDM O-Band με Bi-LSTM-PS3.85 και PS-16QAM για $\Delta f = 50\text{GHz}$, $L = 300\text{km}$ (α) Κανάλι 1 (β) Καναλι 5 (γ) Κανάλι 9	72
Εικόνα 30.	Διάδοση WDM O-Band με Bi-LSTM-PS3.93 και PS-16QAM για $\Delta f = 50\text{GHz}$, $L = 300\text{km}$ (α) Κανάλι 1 (β) Καναλι 5 (γ) Κανάλι 9	73

Πίνακας πινάκων

Πίνακας 1.	Παράμετροι Αριθμητικής Προσομοίωσης	66
Πίνακας 2.	Έλαχιστη τιμη Bit-Error Rate σε κάθε κανάλι για διαφορετικές τεχνικές διαμόρφωσης για ρυθμό μετάδοσης 32Gbaud και $\Delta f = 50\text{GHz}$	69
Πίνακας 3.	Έλαχιστη τιμη Bit-Error Rate σε κάθε κανάλι για διαφορετικές τεχνικές διαμόρφωσης για ρυθμό μετάδοσης 64Gbaud και $\Delta f = 100\text{GHz}$	69
Πίνακας 4.	Έλαχιστη τιμη Bit-Error Rate σε κάθε κανάλι για Bi-LSTM και PS-16QAM για ρυθμό μετάδοσης 32Gbaud και $\Delta f = 50\text{GHz}$	70
Πίνακας 5.	Έλαχιστη τιμη Bit-Error Rate σε κάθε κανάλι για Bi-LSTM και PS-16QAM για ρυθμό μετάδοσης 64Gbaud και $\Delta f = 100\text{GHz}$	70
Πίνακας 6.	Ελαχιστο Bit-Error Rate με Bi-LSTM ανα εντροπία και με PS-16QAM_3.73	71

Αλφαβητικό Ευρετήριο Όρων

ASK Amplitude Shift Keying.

BER Bit-Error rate.

Bi-LSTM Bidirectional Long Short Term Memory.

CW Continuous Wave.

DFB Distribution Feedback Laser.

DGD Differential Group Delay.

DM Distribution Matcher.

EAM Electroabsorption Modulator.

FDM Frequency Division Multiplexing.

FWM Four Wave Mixing.

GCS Geometric Constellation Shaping.

GVD Group Velocity Dispersion.

IID Independent and Identically Distributed.

IM-DD Intensity Modulation - Direct Detection.

MZM Mach-Zehnder Modulator.

NRZ Non Return To Zero.

OPC Optical Phase Conjugation.

PAS Probabilistic Amplitude Shaping.

PCS Probabilistic Constellation Shaping.

PM Phase Modulator.

PMD Polarization Mode Dispersion.

PMF Polarization Maintaining Fiber.

QAM Quadrature Amplitude Modulation.

RNN Recurrent Neural Network.

RZ Return To Zero.

SBS Stimulated Brillouin Scattering.

SMF Single Mode Fiber.

SOA Semiconductor Optical Amplifier.

SPM Self Phase Modulation.

SRS Stimulated Raman Scattering.

TDM Time Division Multiplexing.

WDM Wavelength Division Multiplexing.

XPM Cross Phase Modulation.

1. Εισαγωγή

Στο πλαίσιο της διπλωματικής εργασίας, μελετήθηκαν τα σύμφωνα συστήματα οπτικών επικοινωνιών μεγάλων αποστάσεων στην Original Band (O-Band) και με την βοήθεια αριθμητικών προσομοιώσεων στο περιβάλλον προγραμματισμού MATLAB[®], υπολογίστηκε το Bit-Error Rate (BER) στα Wavelength Division Multiplexing (WDM) κανάλια στην περιοχή των 1310nm. Ως σχήμα διαμόρφωσης αρχικά ορίστηκε το συμβατικό 16QAM ενώ στη συνέχεια, χρησιμοποιήθηκε η μέθοδος Probabilistic Constellation Shaping (PCS).

1.1. Πλαίσιο, σκοπός και στόχοι της πτυχιακής εργασίας

Η εργασία εντάσσεται στο πλαίσιο επέκτασης των συστημάτων οπτικών επικοινωνιών μεγάλων αποστάσεων πέρα από την Conventional (C-Band) που χρησιμοποιείται κατά κόρον τις τελευταίες δεκαετίες στην O-Band. Πιο συγκεκριμένα, σκοπός της εργασίας είναι να μελετηθούν οι μη γραμμικές επιδράσεις στα WDM κανάλια δίνοντας έμφαση στα 1310nm όπου είναι και η περιοχή μηδενικής χρωματικής διασποράς χρησιμοποιώντας 16QAM, PCS με διάφορες τιμές εντροπίας και τέλος με μοντέλο μηχανικής μάθησης LSTM. Τέλος, στους στόχους της εργασίας εντάσσεται η σύγκριση του BER που επιτευχθηκε με κάθε τεχνική έχοντας ως κριτήριο την ελαχιστοποίηση του.

1.2. Μεθοδολογία

Ο υπολογισμός του BER πραγματοποιήθηκε μέσω αριθμητικών προσομοιώσεων με την χρήση του προγραμματιστικού περιβάλλοντος MATLAB[®] όπου επιλύθηκε η μη-γραμμική εξίσωση Schrodinger (NLS) με τη μέθοδο Split-Step Fourier, η οποία χρησιμοποιείται για την επίλυση μη γραμμικών διαφορικών εξισώσεων.

1.3. Ορισμοί

Οπτικές Επικοινωνίες, Μη-γραμμική επεξεργασία σήματος, bi-RNN, Probabilistic Constellation Shaping

1.4. Οργάνωση, κεφαλαίωση, διάρθρωση της εργασίας

Στο κεφάλαιο 2 γίνεται εισαγωγή στα σύμφωνα συστήματα οπτικών επικοινωνιών (Coherent, IM/DD, WDM), καθώς και στις διατάξεις και συσκευές που απαρτίζουν τα εν λόγω συστήματα, όπως φίλτρα, ενισχυτές, laser κ.λπ. Το κεφάλαιο 3 αφορά τα φαινόμενα διάδοσης στην οπτική ίνα, όπως η χρωματική διασπορά, η εξασθένηση του σήματος, καθώς και τα μη γραμμικά φαινόμενα. Στο κεφάλαιο 4 αναλύονται οι τεχνικές αντιστάθμισης μη γραμμικών φαινομένων, με τη χρήση

μηχανικής μάθησης, αλλά και με μη γραμμική επεξεργασία σήματος (PCS, GCS). Στο επόμενο κεφάλαιο αναλύονται τα αποτελέσματα των αριθμητικών προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν στην O-Band, χρησιμοποιώντας συμβατικό 16QAM, την πιθανολογική διαμόρφωση καθώς και το μοντέλο LSTM. Τέλος, στο κεφάλαιο 6, γίνεται μια σύνοψη της εργασίας.

2. Εισαγωγή στα Συστήματα Οπτικών Επικοινωνιών

Σύνοψη

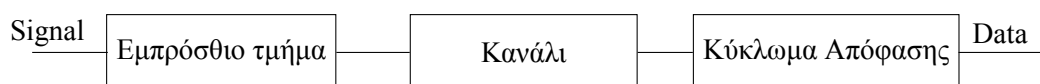
Τα συστήματα οπτικών επικοινωνιών αποτελούν αναπόσπαστο κομμάτι των σύγχρονων τηλεπικοινωνιών, καθώς επιτρέπουν τη μεταφορά μεγάλων όγκων δεδομένων σε μεγάλες αποστάσεις και με υψηλούς ρυθμούς. Στην απλούστερη του μορφή, ένα οπτικό σύστημα αποτελείται από έναν πομπό, ο οποίος μετατρέπει το ηλεκτρικό σήμα σε οπτικό και το μεταδίδει μέσω ενός οπτικού καναλιού, και ένα δέκτη, ο οποίος λαμβάνει το οπτικό σήμα και το μετατρέπει πίσω σε ηλεκτρικό. Στο εν λόγω κεφάλαιο, θα μελετηθούν περιληπτικά τα συστήματα IM-DD καθώς και τα συμφωνά συστήματα. Έπειτα θα παρουσιαστεί η πολυπλεξία διαίρεσης μήκους κύματος (WDM). Τέλος, θα περιγραφούν οι συσκευές και οι διατάξεις που χρησιμοποιούνται για την υλοποίηση των συστημάτων αυτών.

2.1. Διαμόρφωση Έντασης με Άμεση Ανίχνευση

Η έρευνα και ανάπτυξη σχετικά με τις οπτικές επικοινωνίες, ξεκίνησε στις αρχές της δεκατίας του 1970 καθώς τότε, μειώθηκαν οι απώλειες διάδοσης σε ικανοποιητικό βαθμό (βλ. [Κεφάλαιο 3](#)). Τέτοια συστήματα, τα οποία υπάρχουν και στις ημέρες μας, χρησιμοποιούν διαμόρφωση έντασης των ημιαγωγικών laser που βρίσκονται στον πομπό ενώ η ένταση του οπτικού σήματος ανιχνεύεται στον δέκτη από μια φωτοδίοδο. Το παραπάνω σχήμα πομπού δέκτη, έχει βασικό πλεονέκτημα ότι η ευαισθησία του δέκτη είναι ανεξάρτητη από την φάση του φέροντος κύματος καθώς και της κατάστασης πόλωσης του μεταδιδόμενου σήματος, οι οποίες μεταβάλλονται τυχαία σε ένα πραγματικό σύστημα [15]. Ωστόσο, επειδή οποιαδήποτε πληροφορία σχετίζεται με το πλάτος ή την φάση του σήματος δεν διατηρείται έπειτα από την ανίχνευση, τέτοια συστήματα δεν μπορούν να υλοποιήσουν περίπλοκα σχήματα διαμόρφωσης πολλαπλών επιπέδων, στα οποία η διαμόρφωση γίνεται με βάση τη φάση και το πλάτος του σήματος.

2.1.1. Σχεδίαση Δέκτη

Οι δέκτες άμεσης ανίχνευσης αποτελούνται από τρία τμήματα, το εμπρόσθιο τμήμα, το γραμμικό κανάλι και το κύκλωμα απόφασης όπως φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα [3]:



Εικόνα 1. Διάγραμμα δέκτη [3]

Εμπρόσθιο Τμήμα

Το εμπρόσθιο τμήμα απαρτίζεται από μια φωτοδίοδο, η οποία μετατρέπει το οπτικό ρεύμα bit εισόδου σε ηλεκτρικό σήμα που μεταβάλλεται ανάλογα με τον χρόνο και έναν προενισχυτή, ο οποίος ενισχύει το σήμα για μετέπειτα επεξεργασία.

Οι φωτοδιόδους p-i-n (Positive-intrinsic-Negative) και οι φωτοδιόδους χιονοστιβάδας (APD) χρησιμοποιούνται ευρέως λόγω των πλεονεκτημάτων τους, μερικά από τα οποία είναι το μικρό μέγεθος που καταλαμβάνουν, η υψηλή ευαισθησία καθώς και το χαμηλό κόστος. Το φωτορεύμα από την έξοδο της φωτοδίοδου, έχει συνήθως χαμηλή ένταση και χρειάζεται ενίσχυση για να έχει οποιαδήποτε πρακτική εφαρμογή. Κύρια λειτουργία του ηλεκτρικού προενισχυτή είναι να ενισχύσει το μικρής έντασης ηλεκτρικό σήμα που παράγεται από τη φωτοδίοδο έτσι ώστε να μπορεί αργότερα να υποστεί περαιτέρω επεξεργασία.

Καθώς ο θόρυβος αυξάνεται με το εύρος ζώνης, πρέπει να υπάρχει ένας συμβιβασμός ανάμεσα στα δύο για να βελτιστοποιηθεί η απόδοση του δέκτη. Υπάρχουν τρεις βασικές συνδεσιμολογίες σχετικά με τον προενισχυτή: χαμηλής σύνθετης αντίστασης, υψηλής σύνθετης αντίστασης και διαντίστασης. Η τάση εξόδου του προενισχυτή μπορεί να αυξηθεί χρησιμοποιώντας αντίσταση φορτίου R_L , η οποία όταν λαμβάνει υψηλές τιμές, μειώνει τον θερμικό θόρυβο και αυξάνει την ευαισθησία του δέκτη.

Στην παραπάνω περίπτωση, ο π.ροενισχυτής λειτουργεί ως προενισχυτής υψηλής σύνθετης αντίστασης. Το κύριο μειονέκτημα είναι το μικρό εύρος ζώνης $\Delta_f = (2\pi R_L C_{total})^{-1}$ όπου C_{total} η ολική χωρητικότητα, το οποίο μπορεί να αυξηθεί χρησιμοποιώντας εξισωτή. Σε περίπτωση που η ευαισθησία του δέκτη δεν αποτελεί προτεραιότητα, τότε αρκεί να μειωθεί η αντίσταση φορτίου R_L έτσι ώστε να αυξηθεί το εύρος ζώνης. Τέλος, η διάταξη διαντίστασης παρέχει υψηλή ευαισθησία καθώς και υψηλό εύρος ζώνης. Η διαφορά είναι ότι η R_L συνδέεται σαν αντίσταση ανάδρασης σε αναστρέφοντα ενισχυτή και έτσι, το εύρος ζώνης ενισχύεται κατά το κέρδος του ενισχυτή σε σχέση με το μπροστινό άκρο σύνθετης αντίστασης [3].

Γραμμικό Κανάλι

Το γραμμικό κανάλι αποτελείται από τον κύριο ενισχυτή και ένα χαμηλοπερατό φίλτρο ενώ μπορεί να υπάρχει και εξισωτής με σκοπό την αύξηση του εύρους ζώνης, σε περίπτωση που αυτό περιορίζεται από το εμπρόσθιο τμήμα. Σκοπός του φίλτρου είναι να μειώσει τον θόρυβο χωρίς να υπάρξει επικάλυψη συμβόλων. Όπως ειπώθηκε παραπάνω, ο θόρυβος του δέκτη είναι ανάλογος του εύρους ζώνης και μπορεί να μειωθεί χρησιμοποιώντας το παραπάνω φίλτρο, του οποίου το εύρος ζώνης είναι μικρότερο από τον ρυθμό bit [3]. Έτσι, το εύρος ζώνης του δέκτη καθορίζεται από το χαμηλοπερατό φίλτρο -αφού όλα τα υπόλοιπα εξαρτήματα έχουν μεγαλύτερο εύρος ζώνης- και στην περίπτωση που $\Delta_f < B$, ο ηλεκτρικός παλμός απλώνεται και έτσι προκύπτει αλληλοεπικάλυψη συμβόλων.

Κύριος σκοπός είναι να επιτευχθεί όσο το δυνατόν χαμηλότερος θόρυβος με την ελάχιστη διασυμβολική παρεμβολή, το οποίο μπορεί να επιτευχθεί σχεδιάζοντας κατάλληλα το χαμηλοπερατό

φίλτρο. Αφού ο συνδυασμός του ενισχυτή και του φίλτρου λειτουργεί ως γραμμικό σύστημα, η τάση εξόδου γράφεται ως [3]:

$$V_{out}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} z_T(t-t')I_p(t')dt' \quad (2.1)$$

Όπου $I_p(t)$ το φωτορεύμα στην έξοδο της φωτοδιόδου ενώ z_T η ολική σύνθετη αντίσταση. Η εξάρτηση από την συχνότητα των $V_{out}(\omega), I_p(\omega)$, όπου $V_{out}(\omega), I_p(\omega)$ ο μετασχηματισμός Fourier της τάσης εξόδου και του ρεύματος αντίστοιχα, μπορεί να απομονωθεί μέσω κανονικοποιημένων φασματικών συναρτήσεων $H_{out}(\omega), H_p(\omega)$ που σχετίζονται με τον μετασχηματισμό Fourier των παλμών εισόδου και εξόδου αντίστοιχα.

Τελικά, η διασυμβολική παρεμβολή ελαχιστοποιείται όταν η $H_{out}(\omega)$ αντιστοιχεί στην συνάρτηση μεταφοράς φίλτρου υπερωψωμένου συνημιτονου [3]:

$$H_{out}(f) = \begin{cases} \frac{1}{2} [1 + \cos(\frac{\pi f}{B})], & f < B \\ 0, & f \geq B \end{cases} \quad (2.2)$$

Η κρουστική απόκριση στο πεδίο του χρόνου δίνεται από :

$$h_{out}(t) = \frac{\sin(2\pi Bt)}{2\pi Bt} \frac{1}{1 - (2Bt)^2} \quad (2.3)$$

Η οποία αντιστοιχεί στην μορφή του παλμού τάσης $V_{out}(t)$ που λαμβάνει το κύκλωμα απόφασης. Τέλος, η συνάρτηση μεταφοράς του γραμμικού καναλιού $H_T(\omega)$ που θα δημιουργήσει παλμούς με τη μορφή της (2.3) δίνεται από [3]:

$$H_T(f) = \frac{H_{out}(f)}{H_p(f)} \quad (2.4)$$

Κύκλωμα Απόφασης

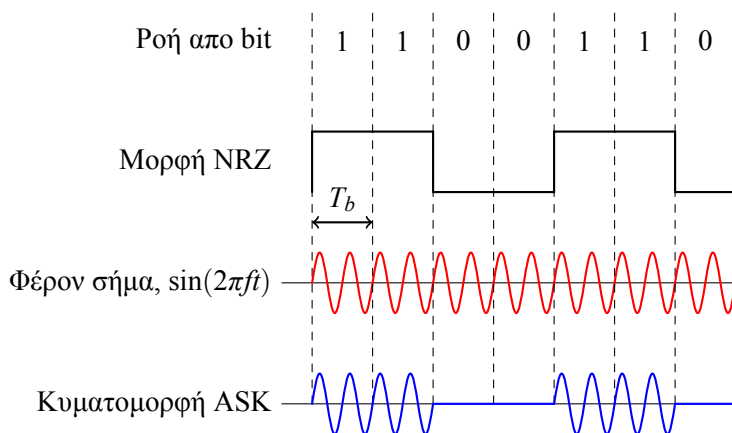
Το κύκλωμα ανάκτησης δεδομένων αποτελείται από κύκλωμα απόφασης και κύκλωμα ανάκτησης παλμών χρονισμού. Σκοπός του δεύτερου είναι να απομονώσει την φασματική συνιστώσα $f = B$ από το λαμβανόμενο σήμα, η οποία παρέχει πληροφορίες για την περίοδο του bit στο κύκλωμα απόφασης. Η δυσκολία της παραπάνω διαδικασίας εξαρτάται από την διαμόρφωση, με την περίπτωση της NRZ να είναι πιο δύσκολη καθώς η συνιστώσα $f = B$ δεν περιέχεται κατά τη λήψη του σήματος.

Έπειτα το κύκλωμα απόφασης συγκρίνει την έξοδο του γραμμικού καναλιού με ένα κατώφλι σε χρόνους δειγματοληψίας που καθορίζονται από το κύκλωμα ανάκτησης παλμών χρονισμού και αποφασίζει για το αν το σήμα αντιστοιχεί σε bit 1 ή 0.

2.1.2. Οπτικοί διαμορφωτές

Κατά τον σχεδιασμό συστημάτων οπτικών επικοινωνιών, ένα πολύ βασικό βήμα είναι να αποφασιστεί το πώς τα αρχικά δεδομένα, τα οποία είναι σε αναλογική μορφή θα μετατρέπονται σε

ψηφιακή ροή απο bit. Η ροή δεδομένων μπορεί να έχει την μορφή RZ (Return to Zero) ή NRZ (Non-Return to Zero) και αποτελείται απο ψευδοτυχαίες ακολουθίες 0 η 1. Στο παρακάτω σχήμα, φαίνεται η ψηφιακή διαμόρφωση πλάτους (ASK) για NRZ ακολουθία bit.

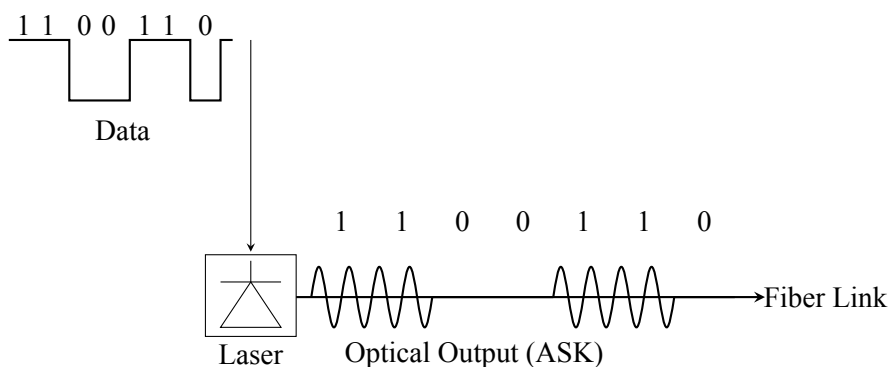


Εικόνα 2. Ψηφιακή Διαμόρφωση πλάτους για NRZ ακολουθία

Υπάρχουν δύο τεχνικές που μπορούν να αναπαράγουν την αντίστοιχη ροή απο bit, η άμεση διαμόρφωση και η εξωτερική διαμόρφωση, οι οποίες θα συζητηθούν στις παρακάτω παραγράφους.

Άμεση Διαμόρφωση

Κατα την άμεση διαμόρφωση, το ρεύμα οδήγησης του laser διαμορφώνεται απευθείας απο την ροή πληροφορίας όπως φαίνεται στην [Εικόνα 3](#), όταν το bit πληροφορίας αντιστοιχεί σε λογικό 1, το laser είναι σε λειτουργία, αντίστοιχα όταν το bit πληροφορίας αντιστοιχεί σε λογικό 0, το laser δεν βρίσκεται σε λειτουργία, επομένως, η πληροφορία στο ηλεκτρικό πεδίο κωδικοποιείται στο οπτικό πεδίο [16].



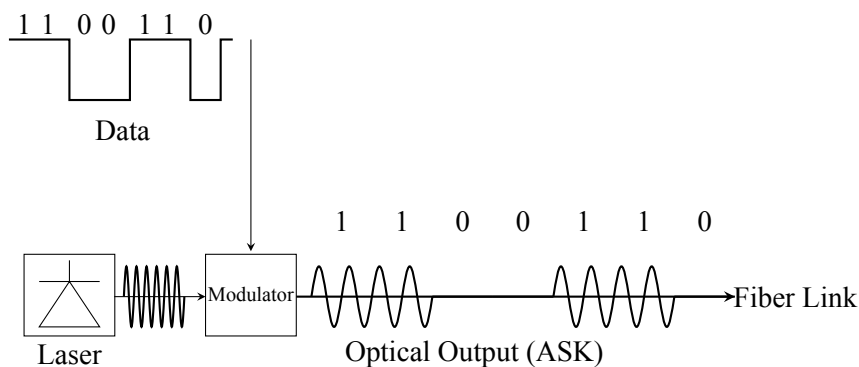
Εικόνα 3. Πομπός με άμεση διαμόρφωση [16]

Η στιγμιαία συχνότητα του laser αλλάζει με τον χρόνο. Το τερέρισμα της συχνότητας ευθύνεται σε αλλαγές του δείκτη διάθλασης του ενεργού μέσου, λόγω της διαμόρφωσης της πυκνότητας του φέροντος. Η αλληλεπίδραση του laser με το καθεστώς μη ομαλής διασποράς της ίνας οδηγεί σε διεύρυνση του οπτικού παλμού και θέτει ένα άνω όριο στην μέγιστη εφικτή απόσταση μετάδοσης.

Αντιθέτως, σε καθεστώς ομαλής διασποράς, ο οπτικός παλμός αρχικά συμπιέζεται. Σε οποιαδήποτε περίπτωση, οι οπτικοί παλμοί διευρύνονται τελικά και το τερέρισμα αυτό επηρεάζει αρνητικά τα συστήματα μεγάλων αποστάσεων. Τυπικά, άμεση διαμόρφωση χρησιμοποιείται για συστήματα μετάδοσης που λειτουργούν σε χαμηλούς ρυθμούς (<10Gb/s) και για αποστάσεις μικρότερες από 100 χιλιόμετρα [16].

Εξωτερική Διαμόρφωση

Η παρακάτω [Εικόνα 4](#) απεικονίζει σχήμα διαμόρφωσης με χρήση εξωτερικού διαμορφωτή. Ευρέως χρησιμοποιούμενοι εξωτερικοί διαμορφωτές είναι οι (α) διαμορφωτές φάσης (β) Mach-Zender διαμορφωτές και (γ) διαμορφωτές ηλεκτροαπορρόφησης. Οι παραπάνω συσκευές, θα αναλυθούν περαιτέρω στην παράγραφο [Συσκευές και Διατάξεις](#). Ενώ η σύμφωνη διαμόρφωση θα παρουσιαστεί στο επόμενο κεφάλαιο, το οποίο μελετά τα σύμφωνα συστήματα.



Εικόνα 4. Πομπός με χρήση εξωτερικού διαμορφωτή [16]

2.2. Σύμφωνα Συστήματα

Στην προηγούμενη παράγραφο, παρουσιάστηκαν τα συστήματα IM-DD στα οποία, δεν διατηρείται πληροφορία σχετικά με την φάση του σήματος έπειτα από την ανίχνευση. Αντιθέτως, συστήματα στα οποία χρησιμοποιείται τοπικός ταλανωτής (LO) με σκοπό την ανάκτηση πληροφορίας που σχετίζεται με την φάση, ονομάζονται σύμφωνα (coherent) συστήματα. Πιο συγκεκριμένα, στους σύμφωνους δέκτες δίνεται η δυνατότητα πλήρους ανάκτησης πληροφορίας σχετικά με το οπτικό φέρον, δηλαδή, ανάκτηση του συμφασικού (in-phase) και του ορθογώνιου (quadrature) μέρους καθώς και της κατάστασης πόλωσης (SOP). Λόγω των παραπάνω, οι σύμφωνοι δέκτες είναι ιδιαίτερα ευαίσθητοι στις τυχαίες μεταβολές της φάσης και πόλωσης του εισερχόμενου σήματος και αυτό καθιστά τα σύμφωνα συστήματα πιο σύνθετα από τα IM-DD. Οι σύμφωνοι δέκτες διακρίνονται σε δύο κατηγορίες, τους ομόδυνους και τους ετερόδυνους δέκτες.

2.2.1. Σύμφωνη Διαμόρφωση

Για την υλοποίηση των σύμφωνων συστημάτων, θα πρέπει το σήμα να έχει διαμορφωθεί με κατάλληλο τρόπο, έτσι ώστε να αξιοποιείται ολόκληρο το μιγαδικό πεδίο, δηλαδή τόσο το πλάτος όσο και η φάση. Η παραπάνω διαμόρφωση μπορεί να πραγματοποιηθεί με την χρήση σύμφωνου διαμορφωτή I/Q ο οποίος αποτελείται από 2 MZ διαμορφωτές, οι οποίοι διασυνδέονται με χρήση κυματοδηγών όπως φαίνεται στην [Εικόνα 5](#) [5]. Για την διαμόρφωση του φανταστικού μέρους (Quadrature ή ορθογώνιο) πρέπει να προστεθεί μεταβολή φάσης κατά $\pi/2$ σε έναν από τους δύο κλάδους του MZ όπως φαίνεται στην [εικόνα 5](#), όπου ο κάτω κλάδος είναι αυτός που πραγματοποιεί την διαμόρφωση του φανταστικού μέρους.

Για παράδειγμα, για την πραγματοποίησης διαμόρφωσης QPSK, ο διαμορφωτής βρίσκεται σε λειτουργία push-pull έτσι ώστε $\varphi_2 = -\varphi_1$. Η τάση που εφαρμόζεται στους διαμορφωτές μεταβάλλεται οδηγώντας σε μεταβολές φάσης 0 ή π . Σε αυτή την περίπτωση τοποθετείται άλλος ένας διαμορφωτής MZ ο οποίος εισάγει μια διαφορά φάσης κατά $\pi/2$ μεταξύ των 2 σημάτων στους βραχίονες του [3]. Η έξοδος αποτελείται από 4 πιθανές τιμές οι οποίες δίνονται από $(\pm 1 \pm i)/\sqrt{2}$ και αντιστοιχούν σε 4 τιμές φάσης.

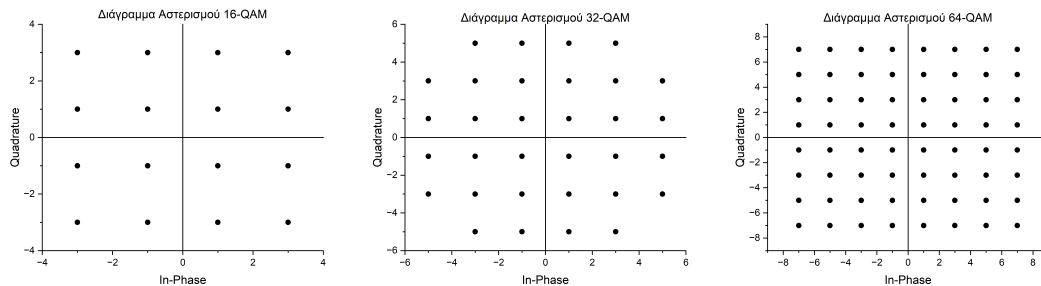
Η διαμόρφωση M-QAM είναι πιο πολύπλοκη, καθώς πρέπει να συνδυαστούν 4 επίπεδα πλάτους με 4 διαφορετικές φάσεις. Το παραπάνω μπορεί να υλοποιηθεί χρησιμοποιώντας έναν IQ διαμορφωτή όπως αυτός της [Εικόνας 6](#) του οποίου διαμορφωτές MZ οδηγούνται από ηλεκτρικά σήματα με 4 διαφορετικά επίπεδα πλάτους. Γενικά τα σχήματα διαμόρφωσης ορθογώνιας διαμόρφωσης πλάτους (QAM) προτιμώνται καθώς αυξάνουν την φασματική απόδοση των συστημάτων, αφού σε ένα σχήμα διαμόρφωσης M-QAM, 1 σύμβολο αντιστοιχεί σε $\log_2(M)$ bits. Τελικά, στην έξοδο του διαμορφωτή IQ προκύπτει ότι για το σύμβολο X ισχύει:

$$s_X(t) = A_{RZ}(t)a_X \cos(\omega_c t - \varphi_X) \quad (2.5)$$

Όπου τελικά, κάνοντας τις κατάλληλες αντικαταστάσεις, διαχωρίζοντας τις δύο συνιστώσες, προκύπτει:

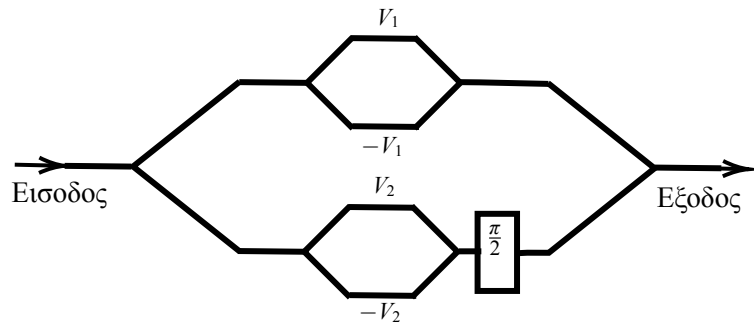
$$s_X(t) = A_{RZ}(t)a_X[\cos(\varphi_X) \cos(\omega_c t) + \sin(\varphi_X) \sin(\omega_c t)] \quad (2.6)$$

Όπου οι συνιστώσες I και Q δίνονται από $I = \cos(\varphi_X)$ και $Q = \sin(\varphi_X)$. Τυπικά παραδείγματα διαμόρφωσης QAM φαίνονται στην παρακάτω εικόνα:



Εικόνα 5. Διαγράμματα Αστερισμού 16,32,64 QAM

Αξίζει να τονιστεί πως η τάξη του σχήματος δεν μπορεί να αυξάνεται στο άπειρο καθώς όσο λαμβάνει μεγαλύτερες τιμές, αυξάνεται ο θόρυβος και οι μη γραμμικότητες του καναλιού ενώ ταυτόχρονα δυσκολεύει η σχεδίαση του δέκτη.



Εικόνα 6. Διαμορφωτής IQ

2.2.2. Βασικές Αρχές Σύμφωνης Αποδιαμόρφωσης

Ένα παράδειγμα σύμφωνου δέκτη παρουσιάζεται στην [Εικόνα 7](#) όπου θεωρούμε πως ο έλεγχος της πόλωσης μεταξύ του σήματος και του τοπικού ταλαντωτή πραγματοποιείται από τον PC (polarization controller). Το λαμβανόμενο σήμα και το σήμα του τοπικού ταλαντωτή προσπίπτουν σε έναν συζευκτή, στο σχήμα 2x2. Τα ηλεκτρικά πεδία των σημάτων, τα οποία αναπαριστώνται ως ηλεκτρομαγνητικά κύματα, συμβολίζονται με E_s για το λαμβανόμενο σήμα και E_l για τον τοπικό ταλαντωτή. Πιο συγκεκριμένα [15]:

$$E_s(t) = A_s(t)e^{i\omega_s t} \quad (2.7)$$

Όπου A_s το πλάτος και ω_s η κυκλική συχνότητα. Το πραγματικό ηλεκτρικό πεδίο δίνεται από τον τύπο [15]:

$$\varepsilon_s(t) = \Re(E_s(t)) \quad (2.8)$$

Αντίστοιχα, το ηλεκτρικό πεδίο του τοπικού ταλαντωτή δίνεται από [15]:

$$E_l(t) = A_l(t)e^{i\omega_l t} \quad (2.9)$$

Όπου A_l , ω_l το πλάτος και η κυκλική συχνότητα αντίστοιχα του τοπικού ταλαντωτή ενώ το πραγματικό ηλεκτρικό πεδίο του LO [15]:

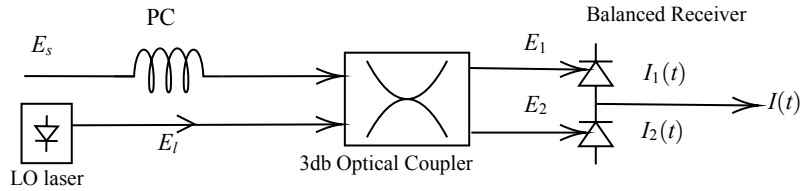
$$\varepsilon_l(t) = \Re(E_l(t)) \quad (2.10)$$

Το πλάτος A_s και η ισχύς P_l του τοπικού ταλαντωτή σχετίζονται με τον παρακάτω τύπο [15]:

$$P_l = k \frac{|A_l|^2}{2} \quad (2.11)$$

Παρομοίως, για το πλάτος A_s και η ισχύς P_s του λαμβανόμενου σήματος ισχύει [15]:

$$P_s = k \frac{|A_s|^2}{2} \quad (2.12)$$



Εικόνα 7. Σχηματικό διάγραμμα σύμφωνου δέκτη [15]

Η σταθερά k δίνεται απο τον τύπο

$$k = \frac{S_{eff}}{\zeta} \quad (2.13)$$

Όπου S_{eff} ο λόγος της οπτικής ισχύος και της μέγιστης έντασης ενώ ζ είναι η σύνθετη αντίσταση του ελεύθερου χώρου.

Με την χρήση του συζεύκτη 2x2, εισάγεται διαφορά φάσης 180° σε ένα απο τα δύο σήματα μεταξύ των δύο εξόδων του συζευκτη. Όταν το σήμα εισόδου και ο τοπικός ταλαντωτής είναι ομοιοπολικά, τότε τα ηλεκτρικά πεδία που προσπίπτουν στις φωτοδιόδους δίνονται απο [15]:

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s + E_l) \quad (2.14)$$

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s - E_l) \quad (2.15)$$

Τα φωτορεύματα εξόδου δίνονται απο τους τύπους [15]:

$$I_1(t) = \frac{R}{2} [P_s(t) + P_l + 2\sqrt{P_s(t)P_l} \cos(\omega_{IF} + \theta_{sig} - \theta_l(t))] \quad (2.16)$$

$$I_2(t) = \frac{R}{2} [P_s(t) + P_l - 2\sqrt{P_s(t)P_l} \cos(\omega_{IF} + \theta_{sig} - \theta_l(t))] \quad (2.17)$$

Όπου η ενδιάμεση συχνότητα $\omega_{IF} = |\omega_s - \omega_l|$, θ_{sig}, θ_l η φάση του λαμβανόμενου σήματος και του τοπικού ταλαντωτή αντίστοιχα, ενώ R είναι ο παράγοντας απόκρισης της φωτοδιόδου. Τελικά, η έξοδος του δέκτη δίνεται απο τον τύπο $I(t) = I_1(t) - I_2(t)$, δηλαδή:

$$I(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_l} \cos(\omega_{IF} + \theta_{sig} - \theta_l) \quad (2.18)$$

2.2.3. Ετερόδυνη Ανίχνευση

Στην περίπτωση της ετερόδυνης ανίχνευσης οι συχνότητες του λαμβανόμενου σήματος και του τοπικού ταλαντωτή (LO) επιλέγονται διαφορετικές ώστε η πληροφορία του σήματος, στο οπτικό πεδίο να μεταφέρεται στο ηλεκτρικό πεδίο μέσω μιας ενδιάμεσης συχνότητας (ω_{IF}), διατηρώντας πληροφορία σχετικά με το πλάτος και τη φάση.

Η φάση του σήματος δίνεται $\theta_{sig}(t) = \theta_s(t) + \theta_{sn}(t)$, όπου θ_s η διαμόρφωση φάσης ενώ θ_{sn} ο θόρυβος φάσης. Η έξοδος του δέκτη $I(t)$ δίνεται απο τον τύπο:

$$I(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_l} \cos(\omega_{IF}t + \theta_s(t) + \theta_n(t)) \quad (2.19)$$

Για να γίνει η αποδιαμόρφωση του σήματος, χρειάζεται PLL το οποίο θα υπολογίσει την διαφορά φάσης και θα αποκωδικοποιήσει το σύμβολο το οποίο περιγράφεται απο:

$$I_c(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_l} e^{i(\theta_s(t) + \theta_n(t))} \quad (2.20)$$

2.2.4. Ομόδυνη Ανίχνευση

Στην περίπτωση της ομόδυνης ανίχνευσης, η συχνότητα του φέροντος σήματος και του τοπικού ταλαντωτή επιλέγονται ίδιες ($\omega_{IF} = 0$) και το οπτικό φάσμα μετατρέπεται σε σήμα βασικής ζώνης. Το φωτορεύμα που προκύπτει δίνεται απο τον τύπο:

$$I(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_l}\cos(\theta_{sig}(t) + \theta_l(t)) \quad (2.21)$$

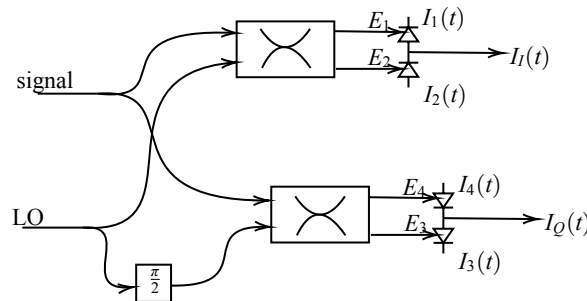
Ενω στην περίπτωση οπου η φάση του τοπικού ταλαντωτή είναι ίδια με αυτη του σήματος($\theta_l = \theta_s$) τότε το σήμα δίνεται απο:

$$I(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_l} \quad (2.22)$$

Η παραπάνω διαδικασία πραγματοποιείται με την χρήση OPPLL, η οποία πρακτικά δεν υλοποιείται εύκολα και αυξάνει την πολυπλοκότητα του δέκτη.Επιπλέον, μέσω της εξίσωσης 2.19 δίνεται μόνο η συμφασική συνιστώσα(in-phase) ενώ δεν υπάρχει δυνατότητα ταυτόχρονου υπολογισμού της ορθογώνιας συνιστώσας(quadrature).

2.2.5. Δέκτης Διαφοροποίησης Φάσης

Με τη χρήση ενός δεύτερου τοπικού ταλαντωτή στην διάταξη της ομόδυνης ανίχνευσης, του οποιου η φάση είναι μετατοπισμένη κατα 90° , καθίσταται δυνατή η ανίχνευση και των δυο συνιστώσων του σήματος.Η διάταξη που μετατοπίζει την φάση κατα 90° ονομάζεται οπτικό υβρίδιο 90° ενώ το παραπάνω μπορεί να αναπαρασταθεί διαγραμματικά οπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:



Εικόνα 8. Διάταξη δέκτη διαφοροποίησης φάσης με χρήση οπτικού υβρίδιου 90° [15]

Αντίστοιχα, οι έξοδοι E_1, E_2, E_3, E_4 δίνονται απο τους τύπους:

$$E_{1,2} = \frac{1}{2}(E_s \pm E_l) \quad (2.23)$$

$$E_{3,4} = \frac{1}{2}(E_s \pm iE_l) \quad (2.24)$$

Το φωτορεύμα στην έξοδο της διόδου για τους δύο βρόγχους:

$$I_I(t) = I_{I1}(t) - I_{I2}(t) = R\sqrt{P_s P_l} \cos(\theta_{sig}(t) - \theta_l(t)) \quad (2.25)$$

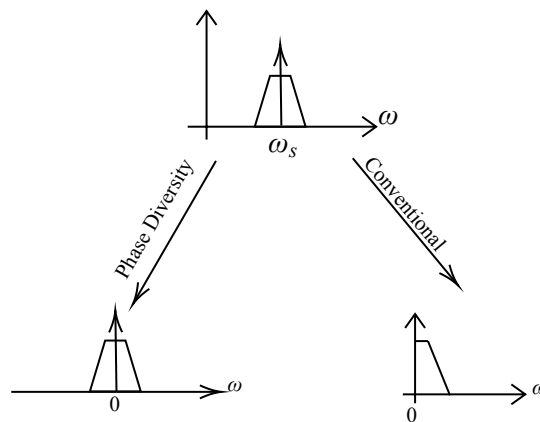
$$I_Q(t) = I_{Q1}(t) - I_{Q2}(t) = R\sqrt{P_s P_l} \sin(\theta_{sig}(t) - \theta_l(t)) \quad (2.26)$$

Τελικά, χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις 2.23 και 2.24, γίνεται ανάκτηση του μιγαδικού πλάτους ως:

$$I(t) = I_I(t) + iI_Q(t) = R\sqrt{P_s(t)}P_I e^{i(\theta_s(t)+\theta_n(t))} \quad (2.27)$$

Σε σύγκριση με τον συμβατικό ομόδουνο δέκτη, δίνεται δυνατότητα ανάκτησης τόσο της συμφασικής συνιστώσας όσο και της ορθογώνιας. Αυτό, γιατί στο φάσμα περιλαμβάνεται και η αρνητική συχνότητα -εκτός της θετικής-, σε αντίθεση με τον συμβατικό ομόδουνο δέκτη, στον οποίο περιέχεται μόνο η θετική συχνότητα, όπως φαίνεται στην [Εικόνα 7](#) [15].

Για την υλοποίηση συστημάτων, μπορεί να χρησιμοποιηθεί τόσο ο ετερόδουνος δέκτης όσο και ο δέκτης διαφοροποίησης φάσης. Ωστόσο, ο δέκτης διαφοροποίησης φάσης έχει περισσότερα πλεονεκτήματα συγκριτικά με τον ετερόδουνο δέκτη, καθώς ανακτά το σήμα στη βασική ζώνη και όχι σε μια ιδιαίτερα υψηλή ενδιάμεση συχνότητα.



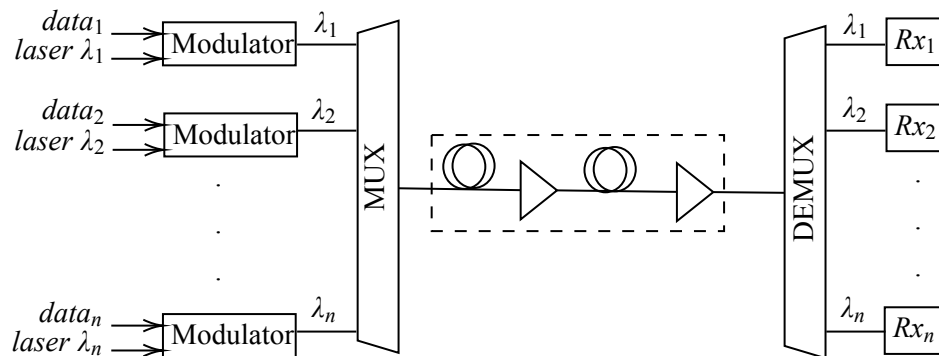
Εικόνα 9. Φάσμα του δεκτη διαφοροποίησης φάσης σε σχέση με του συμβατικού ομόδουνο δέκτη, ο δεκτης διαφοροποίησης φάσης υπολογίζει το μιγαδικό πλάτος του οποίου το φάσμα εκτείνεται προς τις θετικές αλλά και αρνητικές συχνότητες. [15]

2.3. Πολυπλεξία Διαίρεσης Μήκους Κύματος (WDM)

Οι ολοένα και αυξανόμενες απαιτήσεις για τηλεπικοινωνιακές ζεύξεις μεγάλης χωρητικότητας σε συνδυασμό με τους περιορισμούς των ζεύξεων που αποτελούνται μόνο από ένα κανάλι, οδήγησαν στην ανάπτυξη διάφορων μεθόδων πολυπλεξίας καναλιών στα σύγχρονα συστήματα οπτικών επικοινωνιών.

Θεωρητικά, η χωρητικότητα μονοκάναλων συστημάτων μπορεί να ξεπεράσει το 1 Tb/s λόγω της υψηλής συχνότητας του φέροντος, ωστόσο πρακτικά, ο ρυθμός μετάδοσης περιορίζεται σε λιγότερο από 10 Gb/s λόγω των περιορισμών του υλικού καθώς και της υποβάθμισης του σήματος κατά την διάδοση του στο τηλεπικοινωνιακό κανάλι. Ένας απλός τρόπος για να αυξηθεί η χωρητικότητα του συστήματος πέρα των 10 Gb/s, είναι η μετάδοση πολλών καναλιών μέσω της ίδιας οπτικής ίνας. Υπάρχουν τρεις βασικοί τρόποι πολυπλεξίας, (i) πολυπλεξία διαίρεσης πόλωσης ή πολυπλεξία πόλωσης (PDM), (ii) πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας ή μήκους κύματος (WDM), (iii) πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου (TDM). Σε αυτήν την ενότητα, θα παρουσιαστεί η πολυπλεξία

διαίρεσης μήκους κύματος ως μέθοδος για να αυξηθεί η συνολική χωρητικότητα του συστήματος επικοινωνίας.



Εικόνα 10. Διάγραμμα Συστήματος WDM, MUX = Πολυπλέκτης, DEMUX = Αποπολυπλέκτης

Στα συστήματα διαίρεσης μήκους κύματος, πολλαπλά οπτικά φέροντα σε διαφορετικά μήκη κύματος, διαμορφώνονται χρησιμοποιώντας ανεξάρτητη ροή απο bit η οποία με τη σειρά της μπορεί να χρησιμοποιεί τεχνικές FDM η TDM στο ηλεκτρικό πεδίο, και έπειτα μεταδίδονται μέσω της ίδιας οπτικής ίνας, επιτρέποντας έτσι την πλήρη αξιοποίηση του μεγάλου εύρους ζώνης που προσφέρουν οι οπτικές ίνες. Όπως φαίνεται και στην εικόνα 8, laser σε μήκη κύματος $\lambda_1, \lambda_2 \dots \lambda_n$ διαμορφώνονται απο ξεχωριστές ροές bit. Έπειτα, οι έξοδοι των πομπών οι οποίοι λειτουργούν σε δική τους -ξεχωριστή- φέρουσα συχνότητα, πολυπλέκονται και το τελικό σήμα εκτοξεύεται στην οπτική ίνα. Στο τέλος της ζεύξης, τα κανάλια αποπολυπλέκονται με την χρήση του αποπολυπλέκτη ο οποίος στέλνει το κάθε κανάλι σε διαφορετικούς δέκτες. Στην περίπτωση ζεύξεων σημείο προς σημείο, όπως προαναφέρθηκε, ο ρυθμός μετάδοσης χρησιμοποιώντας ενα κανάλι, περιορίζεται στα 10 Gb/s λόγω περιορισμών του υλικού καθώς και του φαινομένου της χρωματικής διασποράς στις οπτικές ίνες. Σε αυτή την περίπτωση, το WDM χρησιμοποιείται για να αυξήσει τον ολικό ρυθμό μετάδοσης του συστήματος. Όταν n κανάλια με ρυθμούς $B_1, B_2 \dots B_n$ μεταδίδονται ταυτόχρονα σε οπτική ίνα μήκους L , το γινόμενο ρυθμού μετάδοσης bit επι απόστασης BL δίνεται απο [3]:

$$BL = (B_1 + B_2 + \dots + B_n)L \quad (2.28)$$

Ενώ για ίσους ρυθμούς μετάδοσης bit, η χωρητικότητα του συστήματος ενισχύεται κατά n . Η συνολική χωρητικότητα των WDM ζεύξεων εξαρτάται απο το πόσο κοντά τοποθετούνται τα κανάλια στο πεδίο της συχνότητας με την ελάχιστη απόσταση μεταξύ των καναλιών να περιορίζεται απο τις παρεμβολές μεταξύ τους. Πιο συγκεκριμένα, όταν η απόσταση Δ_λ είναι μικρότερη απο το εύρος ζώνης του προς αποστολή σήματος, τα φάσματα γειτονικών καναλιών αλληλοεπικαλύπτονται, οδηγώντας έτσι σε παρεμβολές μεταξύ τους και μείωση της απόδοσης του συστήματος. Απο την άλλη, εάν το Δ_λ επιλεγεί πολύ μεγαλύτερο, τότε γίνεται σπατάλη του εύρους ζώνης της οπτικής ίνας. Για παράδειγμα, στην περίπτωση όπου ως οπτική πηγή χρησιμοποιούνται DFB laser τα οποία έχουν πολύ στενό φάσμα συχνοτήτων της τάξεως των MHz, η απόσταση μεταξύ των καναλιών επιλέγεται απο 0.4 εως 1.6 nm. Αυτό γίνεται προκειμένου να ληφθούν υπόψη οι πιθανές

αποκλίσεις του μέγιστου μήκους κύματος λόγω θερμοκρασιακών επιδράσεων και να δοθεί τόσο στον κατασκευαστή όσο και στον χρήστη κάποιο περιθώριο για τον προσδιορισμό και την επιλογή του ακριβούς μήκους κύματος εκπομπής. Στο προηγούμενο παράδειγμα, κύρια επίπτωση της χρήσης αυτής της απόστασης μεταξύ των καναλιών είναι ότι δεν αξιοποιείται στο μέγιστο το εύρος ζώνης της οπτικής ίνας [14].

Όπως θα αναφερθεί και στο επόμενο κεφάλαιο, οι δυο περιοχές χαμηλών απωλειών στις μονότροπες οπτικές ίνες είναι από 1270 - 1350 nm και από 1480 έως 1600 nm. Για να βρεθεί το εύρος ζώνης σε μονάδες μήκους κύματος σε αυτές τις περιοχές, δεδομένου ότι το εύρος ζώνης του προς αποστολή σήματος είναι γνωστό σε μονάδες nm, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο τύπος $\lambda = \frac{c}{f}$, παραγωγίζοντας ισχύει :

$$\Delta\lambda = -\left(\frac{c}{f^2}\right)\Delta f \quad (2.29)$$

Για παράδειγμα, στη ζώνη C, ισχύει ότι ένα εύρος ζώνης της τάξης $\Delta f = 100\text{GHz}$ αντιστοιχεί σε $\Delta\lambda = 0.8\text{nm}$.

Αφού το φασματικό εύρος μιας οπτικής πηγής υψηλής ποιότητας (όπως για παράδειγμα DFB) καταλαμβάνει στενό εύρος ζώνης, τα δύο συχνοτικά παράθυρα χαμηλών απωλειών προσφέρουν αρκετές περιοχές λειτουργίας. Έτσι, δίνεται δυνατότητα υλοποίησης WDM όπως περιγράφηκε παραπάνω, δηλαδή χρησιμοποιώντας πολλούς πομπούς σε διαφορετικά μήκη κύματος οι οποίοι έχουν κατάλληλη απόσταση μεταξύ τους ώστε να μην δημιουργούνται παρεμβολές. Έτσι, στην περίπτωση που τα κανάλια τοποθετούνται ανά 0.8 nm και χρησιμοποιούνται laser στενού φασματικού εύρους, τότε υπάρχει δυνατότητα ταυτόχρονης μετάδοσης μέχρι και 50 ανεξάρτητων καναλιών στην C-Band μέσω της ίδιας οπτικής ίνας.

Χρήσιμο δείκτη για την αξιοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης αποτελεί η φασματική απόδοση του συστήματος WDM και δίνεται από τον τύπο [3]:

$$\eta = \frac{B}{\Delta f} \quad (2.30)$$

Όπου B είναι ο ρυθμός μετάδοσης και Δf η απόσταση μεταξύ των καναλιών στη συχνότητα. Αν χρησιμοποιούνται N κανάλια τότε ο συνολικός ρυθμός είναι NB ενώ το συνολικό εύρος ζώνης $N\Delta f$. Συνεπώς, η φασματική απόδοση μπορεί να υπολογιστεί και ως ο λόγος του συνολικού ρυθμού μετάδοσης προς το συνολικό εύρος ζώνης [16].

Το WDM υλοποιείται είτε ως πυκνό (dense) WDM ή ως αραιό (coarse). Στο παρελθόν, η απόσταση μεταξύ των καναλιών ήταν από μερικές δεκάδες έως εκατοντάδες nm και αυτό προκειμένου να μην επιβληθούν αυστηρές απαιτήσεις για τις πηγές λέιζερ καθώς και τους οπτικούς διαχωριστές μήκους κύματος. Έπειτα, με την δημιουργία laser πολύ στενού εύρους γραμμής, τα κανάλια μπορούν να τοποθετηθούν πολύ κοντά μεταξύ τους, δίνοντας δυνατότητα υλοποίησης dense WDM.

2.3.1. Ζητήματα απόδοσης στα συστήματα WDM

Σημαντικότερο ζήτημα κατά τον σχεδιασμό WDM συστημάτων, αποτελούν οι διακαναλικές παρεμβολές (crosstalk). Η απόδοση του συστήματος υποβαθμίζεται, αφού οι διακαναλικές παρεμβολές οδηγούν σε μεταφορά ισχύος μεταξύ των καναλιών. Οι παρεμβολές χωρίζονται σε δύο

κατηγορίες, τις μη γραμμικές και τις γραμμικές. Οι πρώτες, οφείλονται στα μη γραμμικά φαινόμενα που εμφανίζονται στις οπτικές ίνες, όπως για παράδειγμα η ετεροδιαμόρφωση φάσης ή η μίξη τεσσάρων κυμάτων. Στη δεύτερη κατηγορία ανήκουν οι γραμμικές παρεμβολές οι οποίες οφείλονται στις ατελειες των διατάξεων που χρησιμοποιούνται στα WDM συστήματα, μερικά από τα οποία αποτελούν τα οπτικά φίλτρα, οι πολυπλέκτες - αποπολυπλέκτες ή οι ενισχυτές.

Γραμμικές Παρεμβολές

Υπάρχουν δυο είδη γραμμικών παρεμβολών, οι ετερογενούς μήκους κύματος παρεμβολές (heterowavelength - interchannel) και οι ομογενούς μήκους κύματος παρεμβολές (homowavelength - intrachannel). Οι πρώτες εμφανίζονται κυρίως σε οπτικά φίλτρα ή αποπολυπλέκτες, αφού συχνά επιτρέπουν σε ένα μέρος της ισχύος να διαρέυσει από τα γειτονικά κανάλια. Αυτό, επιδρά αρνητικά στην διαδικασία ανίχνευσης αλλά δεν αποτελεί σημαντικό πρόβλημα λόγω της ασυνέχειας της ετερογενούς διαφωνίας συγκριτικά με εκείνη του ομογενούς μήκους κύματος που εμφανίζεται κατά την δρομολόγηση WDM μέσα από πολλαπλούς κόμβους [3].

Στην περίπτωση του αποπολυπλέκτη, η διακαναλική παρεμβολή προκύπτει όταν το παρεμβάλλον σήμα προέρχεται από γειτονικό κανάλι. Δηλαδή το μήκος κύματος του είναι αρκετά μακριά από το μήκος κύματος του επιθυμητού σήματος ώστε η διαφορά τους να είναι μεγαλύτερη από το ηλεκτρικό εύρος ζώνης του δέκτη [14].

Εκτός από τους αποπολυπλέκτες, όπως προαναφέρθηκε, άλλη μια πηγή παρεμβολών ετερογενούς μήκους κύματος αποτελούν τα οπτικά φίλτρα τα οποία χρησιμοποιούνται στην επιλογή ενός καναλιού από τα N διαφορετικά κανάλια που προσπίπτουν σε αυτά. Θεωρώντας ότι το φίλτρο έχει σχεδιαστεί ώστε να επιλεγθεί το κανάλι k , η ισχύς που φτάνει στον φωτοανιχνευτή είναι [3]:

$$P = P_k + \sum_{n \neq k}^N T_{kn} P_n \quad (2.31)$$

Όπου P_k η ισχύς του καναλιού k και T_{kn} η δυνατότητα μετάδοσης του φίλτρου για το κανάλι n , όταν επιλέγεται το κανάλι k . Η διαφωνία φαίνεται όταν το $T_{kn} \neq 0$ για $n \neq k$. Επιπρόσθετα, η διαφωνία είναι εκτός ζώνης συχνοτήτων αφού ανήκει στα σήματα που βρίσκονται εκτός της ζώνης που ανήκουν στο ανιχνευόμενο κανάλι [3].

Χρήσιμος δείκτης που αναδικνύει τις επιπτώσεις των παρεμβολών στην απόδοση του συστήματος αποτελεί η καταστολή ισχύος που ορίζεται ως η επιπλέον ισχύς που απαιτείται από τον δέκτη ώστε να αντισταθμίσει τις επιπτώσεις των παρεμβολών μεταξύ των καναλιών. Το φωτορεύμα που προκύπτει ως απόκριση της προσπίπτουσας οπτικής ισχύς στον δέκτη δίνεται από [3]:

$$I = I_{ch} + I_X \quad (2.32)$$

Ο όρος I_X δηλώνει την συνεισφορά των παρεμβολών στο ρεύμα του δέκτη I . Η τιμή εξαρτάται από την ροή bit προς αποστολή και μεγιστοποιείται όταν όλα τα κανάλια μεταδίδουν ταυτόχρονα λογικό "1". Πρακτικά, στην χειρότερη περίπτωση κατά την οποία το I_X είναι μέγιστο, το I_{ch} αυξάνεται για να διατηρηθεί η απόδοση του συστήματος. Αν το I_{ch} πρέπει να αυξηθεί κατά δ_x το

μέγιστο ρεύμα είναι $I_1 = \delta_x I_{ch} + I_X$. Το μέγεθος δ_x είναι η καταστολή ισχύος και προσεγγίζεται απο τον τύπο [3]:

$$\delta_x \approx 10 \log_{10}(1 + X) \quad (2.33)$$

Όπου το X αποτελεί δείκτη των παρεμβολών εκτός ζώνης αφού αναπαριστά την ισχύ που διαρρέει σε ένα κανάλι απο τα γειτονικά κανάλια, η αριθμητική του τιμή εξαρτάται απο την επιλογή του φίλτρου [3].

Στις παρεμβολές ομογενούς μήκους κύματος, το μήκος κύματος του επιθυμητού και του παρεμβάλλοντος σήματος συμπίπτει. Το φαινόμενο σε αυτη την περίπτωση είναι εντονότερο δεδομένου ότι η παρεμβολή εμπίπτει στο εύρος ζώνης του δέκτη. Στην περίπτωση του δρομολογητή NxN, υπάρχουν N^2 συνδιασμοί μέσω των οποίων μπορούν να διαιρεθούν σηματα WDM N-μήκος κύματος. Αν η έξοδος του ενος μήκους κύματος συμβολίζεται ως λ_m , μεταξύ των $N^2 - 1$ παρεμβολόμενων σημάτων που μπορεί να συνοδευουν το επιθυμητό σήμα, N-1 σηματα έχουν το ίδιο φέρον μηκος κύματος λ_m ενώ τα υπόλοιπα ανήκουν σε διαφορετικά μήκη κύματος. Τα N-1 σήματα με το ίδιο μηκος κύματος, προκύπτουν απο το ατελες φίλτράρισμα απο τον στατικό δρομολογητή λόγω της μερικής επικάλυψης μεταξύ των N σημάτων. Σε αυτη την περίπτωση, η καταστολή ισχύος προσεγγίζεται απο τον τύπο:

$$\delta_X = -10 \log_{10}(1 - r_X^2 Q^2) \quad (2.34)$$

Όπου

$$r_X^2 = X(N - 1) \quad (2.35)$$

Όπου X αποτελεί την ισχύ που διαρρέει μέσω του WGR και θεωρείται ίδιο για ολες τα παρεμβάλλοντα σήματα N-1, θεωρώντας οτι οι ισχύς είναι ίσες. Στην περίπτωση δυναμικής δρομολόγησης, ο υπολογισμός της καταστολής ισχύος περιπλέκεται λόγω του μεγάλου αριθμού στοιχείων που ένα σήμα μπορεί να περάσει κατα την δρομολόγηση του σε WDM δίκτυα [3].

Μη-γραμμικές παρεμβολές

Διάφορα μη-γραμμικά φαινόμενα τα οποία εμφανίζονται κατα την διάδοση στις οπτικές ίνες μπορεί να οδηγήσουν σε παρεμβολές μεταξύ των WDM καναλιών, με αποτέλεσμα να επηρεάζεται η φάση ή η ισχύς ενος καναλιού απο τα γύρω κανάλια. Σε αυτη την παράγραφο θα παρουσιαστούν δύο φαινόμενα απο κάθε κατηγορία μη γραμμικών φαινομένων στις οπτικές ίνες, η εξαναγκασμένη σκέδαση Raman ως φαινόμενο ανελαστικής σκέδασης του διαδιδόμενου κύματος στο διηλεκτρικό μέσο καθώς και η μίξη τεσσάρων κυμάτων ως φαινόμενο ελαστικής σκέδασης αντίστοιχα.

Η εξαναγκασμένη σκέδαση Raman δεν περιορίζει τα μονοκάναλα συστήματα λόγω του υψηλού κατωφλιού τους, στην περίπτωση όμως των συστημάτων WDM, μπορεί να είναι επιβλαβής. Αυτο γιατι όπως θα αναλυθεί στο επόμενο κεφάλαιο, στην περίπτωση του WDM η οπτική ίνα λειτουργεί ως ενισχυτής Raman ενισχύοντας τα κανάλια μεγαλύτερου μήκους κύματος σε βάρος των καναλιών μικρότερου μήκους κύματος. Το φάσμα απολαβής είναι αρκετά μεγάλο ώστε το φαινόμενο να εμφανιστεί και σε κανάλια τα οποία απέχουν μεταξύ τους μέχρι και 200 nm. Τέτοια

μεταφορά ενέργειας μεταξύ των καναλιών είναι επιβλαβής για την απόδοση του συστήματος, με το κανάλι στο μικρότερο μήκος κύματος να αραιώνει περισσότερο απο τα υπόλοιπα [3].

Η ενίσχυση του WDM σήματος ανα μερικά χιλιόμετρα σε συστήματα μεγάλων αποστάσεων μπορεί να αυξήσει την επίδραση της υποβάθμισης του φαινομένου της εξαναγκασμένης σκέδασης SRS. Αυτό γιατί οι ενισχυτές προσθέτουν θόρυβο ο οποίος υφίσταται μικρότερη απώλεια Raman απ ότι το σήμα και αυτό έχει ως αποτέλεσμα την υποβάθμιση του SNR.

Άλλο ένα μη γραμμικό φαινόμενο που επηρεάζει την απόδοση WDM συστημάτων και οδηγεί σε παρεμβολές μεταξύ των καναλιών αποτελεί η μίξη τεσσάρων κυμάτων. Πρόκειται για μη γραμμικό φαινόμενο 3ης τάξης και στα σύμφωνα πολυκαναλικά συστήματα, η επιρροή είναι σημαντική όταν η απόσταση μεταξύ των καναλιών είναι $\approx 10\text{GHz}$ ενώ στα μη σύμφωνα συστήματα, η επιρροή είναι υψηλή όταν τα κανάλια τοποθετούνται κοντά στην περιοχή μηδενικής διασποράς δηλαδή $\approx 1310\text{nm}$ και όπως θα φανεί στα επόμενα κεφάλαια, το φαινόμενο FWM επηρεάζει αρκετά το σύστημα επικοινωνίας, με μεγαλύτερη επιρροή στα κανάλια που βρίσκονται κοντά στο λ_{ZD} . Η αρχή λειτουργίας είναι η εξής: η FWM δημιουργεί ένα νέο κύμα με συχνότητα $\omega_{ijk} = \omega_i + \omega_j - \omega_k \quad i, j \neq k$ κάθε φορά που τρία κύματα με τις παραπάνω συχνότητες μεταδίδονται στο εσωτερικό της οπτικής ίνας. Συνεπώς, υπάρχει πιθανότητα τα νέα μήκη κύματος να συμπίπτουν με μήκη κύματος άλλων σημάτων και άρα λειτουργούν ως θόρυβος πάνω σε αυτό το σήμα, ή με άλλα λόγια, οδηγούν σε παρεμβολές. Η FWM επηρεάζει την απόδοση του συστήματος λόγω απώλειας ισχύος του καναλιού είτε οι αποστάσεις μεταξύ των καναλιών είναι ίσες είτε διαφορετικές, με την πρώτη περίπτωση να είναι πιο επιβλαβής [3].

2.4. Συσκευές και Διατάξεις

Στις προηγούμενες παραγράφους, παρουσιάστηκαν τα συστήματα διαμόρφωσης έντασης με άμεση ανίχνευση, τα σύμφωνα συστήματα καθώς και τα συστήματα πολυπλεξίας διαίρεσης μήκους κύματος, χωρίς ωστόσο να αναλύονται οι διατάξεις και οι συσκευές που χρησιμοποιούνται για την υλοποίησή τους. Σε αυτή τη παράγραφο, θα γίνει αναφορά στις παραπάνω συσκευές μερικές από τις οποίες είναι τα laser, οι φωτοδιόδοι, οι ενισχυτές EDFA, τα οπτικά φίλτρα, οι διαμορφωτές, πολυπλέκτες προσθήκης απομάστευσης κ.α.

2.4.1. Lasers

Τα lasers αποτελούν ένα πολύ σημαντικό τμήμα του πομπού στον οποίο λειτουργούν ως πηγές του οπτικού σήματος. Μεταξύ πολλών πηγών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν, τα ημιαγωγικά lasers προτιμώνται για χρήση σε οπτικά συστήματα επικοινωνιών.

Αρχή Λειτουργίας

Όλοι οι τύποι των laser, εκπέμπουν φως μέσω της διαδικασίας της εξαναγκασμένης εκπομπής κατά την οποία, τα φωτόνια που εκπέμπονται έχουν ίδια συχνότητα και κατεύθυνση με το αρχικό. Αντιθέτως, τα LED εκπέμπουν φως μέσω της αυθόρμητης εκπομπής, κατά την οποία τα

φωτόνια έχουν διαφορετική συχνότητα και τυχαία κατεύθυνση [3].

Τα ημιαγωγικά laser αντλούνται μέσω επαφής p-n. Η ενεργός περιοχή παρεμβάλλεται μεταξύ της επαφής p και n και κατασκευάζεται με ημιαγωγό ο οποίος εκπέμπει φως. Οι επαφές τύπου p και n, κατασκευάζονται απο ημιαγωγό του οποίου το ενεργειακό χάσμα είναι μεγαλύτερο απο αυτο της ενεργού περιοχής, έτσι ώστε να περιορίζονται τα ηλεκτρόνια και οι οπές στην ενεργό περιοχή. Επιπρόσθετα, ο δείκτης διάθλασης της ενεργού περιοχής είναι μεγαλύτερος απο τα εξωτερικά στρώματα και έτσι, οι φορείς και το φώς που εκπέμπεται, να περιορίζονται εντός της ενεργού περιοχής. Ένα σήμα το οποίο διαδίδεται μέσω της ενεργού περιοχής, ενισχύεται κατα τον παράγοντα e^{gL} όπου g ο συντελεστής ενίσχυσης και L μήκος της ενεργού περιοχής [3].

Η παραπάνω ενίσχυση ωστόσο δεν είναι αρκετή για την λειτουργία του laser. Το ενεργό μέσο τοποθετείται σε μια FP κοιλότητα, η οποία αποτελείται απο 2 μερικώς ανακλώμενους καθρέφτες οι οποίοι είναι στραμμένοι ο ένας προς τον άλλον. Αποτέλεσμα είναι η δημιουργία οπτικής ανάδρασης προς την διαμήκη κατεύθυνση. Ο παραπάνω μηχανισμός ανάδρασης, μετατρέπει την συσκευή σε ταλαντωτή που σημαίνει οτι παράγει φώς ακομα και χωρίς φώς εισόδου, με μηχανισμό αντιστάθμισης απωλειών στο εσωτερικό της κοιλότητας σε συγκεκριμένες συχνότητες συντονισμού. Καθως το φώς ανακλάται στο εσωτερικό της κοιλότητας, τα ηλεκτρικά πεδία του φωτός αλληλεπιδρούν. Τα πλάτη στα μήκη κύματος που είναι πολλαπλάσια του μήκους της κοιλότητας, προστίθενται κατα την έξοδο τους απο την κοιλότητα ενώ τα υπόλοιπα ακυρώνονται μεταξύ τους, το παραπάνω φαινόμενο συμβαίνει μόνο στις συχνότητες συντονισμού. Έτσι, τα φωτόνια που παράγονται μέσω της εξαναγκασμένης εκπομπής των οποίων τα μήκη κύματος συμπίπτουν με αυτα της συχνότητας συντονισμού, ενισχύονται μετα απο αλληπάλληλες ανακλάσεις στο εσωτερικό της κοιλότητας και έτσι το οπτικό τους πεδίο γίνεται πιο ισχυρό. Τα μήκη κύματος στα οποία επιτυγχάνεται ο συντονισμός, δηλαδή, τα μήκη κύματος που είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του μήκους της κοιλότητας ονομάζονται διαμήκεις τρόποι (longitudinal modes) [13].

Το laser το οποίο παρουσιάστηκε στην παραπάνω παράγραφο ονομάζεται και FP laser και ταλαντώνει σε πολλά μήκη κύματος (multi-mode laser). Λόγω διασποράς, είναι επιθυμητό να λειτουργεί το laser σε έναν τρόπο μόνο (single-mode laser). Η βασική ιδέα είναι να σχεδιαστεί το laser κατάλληλα έτσι ώστε οι απώλειες να είναι διαφορετικές για διαφορετικούς διαμήκεις τρόπους. Έτσι, το μήκος κύματος με τις μικρότερες απώλειες θα ξεπεράσει το κατώφλι πρώτο και θα γίνει ο κυρίαρχος τρόπος. Σημαντικός δείκτης αποτελεί ο λόγος καταστολής πλευρικών τρόπων (MSR) και πρέπει να ξεπερνάει τα 30 dB για ένα αξιόπιστο μονότροπο laser [3].

Laser κατανεμημένης ανάδρασης

Τα laser κατανεμημένης ανάδρασης (DFB) χρησιμοποιούνται στα WDM συστήματα επικοινωνιών μεγάλων αποστάσεων. Στα DFB, η ανάδραση δεν λαμβάνει χώρα στα τοιχώματα, όπως συμβαίνει στα FP, αλλά επιτυγχάνεται με κατανεμημένο τρόπο σ'όλο το μήκος της κοιλότητας απο μια σειρά κοντινά τοποθετημένων αυλακώσεων. Αυτό γίνεται με την χρήση Bragg τύπου κοιλότητας που οδηγεί σε μεταβολή του δείκτη διάθλασης του τρόπου διάδοσης. Η επιλογή του

τρόπου είναι αποτέλεσμα της συνθήκης Bragg και εμφανίζεται μόνο για μήκη κύματος στα οποία η περίοδος του Bragg είναι ίση με το μισό μήκος κύματος [3].

Τα laser ημιαγωγού που χρησιμοποιούν τον μηχανισμό DFB διακρίνονται σε δυο κατηγορίες, τα DFB στα οποία η ανάδραση λαμβάνει χώρα σε όλο το μήκος της κοιλότητας και στα DBR στα οποία λαμβάνει χώρα στα δύο άκρα. Στα DBR, οι δύο άκρες του laser λειτουργούν ως κάτοπτρα των οποίων η ανακλαστικότητα μεγιστοποιείται για το μήκος κύματος για το οποίο η περίοδος Bragg είναι ίση με το μισό μήκος κύματος λ_x -οπώς δηλαδή και στα DFB-. Επομένως, οι απώλειες που εμφανίζει η κοιλότητα είναι ελάχιστες για τον διαμήκη τρόπο που βρίσκεται πλησιέστερα στο λ_x και αυξάνονται κατα πολύ για τους υπόλοιπους διαμήκεις τρόπους [3].

Laser εξωτερικής κοιλότητας

Στα laser συζευγμένης κοιλότητας, η καταστολή των πλευρικών τρόπων μπορεί να πραγματοποιηθεί χρησιμοποιώντας εξωτερική κοιλότητα η οποία τροφοδοτεί μέρος του φωτός που εξέρχεται πίσω στην κοιλότητα laser. Λόγω της διαφοράς φάσης που οφείλεται στην χρήση της εξωτερικής κοιλότητας, το πεδίο που προκύπτει από την εξωτερική κοιλότητα δεν έχει απαραίτητα την ίδια φάση με το πεδίο το οποίο βρίσκεται στην κοιλότητα του laser. Η ανάδραση σε φάση εμφανίζεται μόνο για εκείνους τους τρόπους διάδοσης στο laser των οποίων το μήκος κύματος είναι πολύ κοντά σε έναν από τους διαμήκεις τρόπους στην εξωτερική κοιλότητα. Έτσι, η ανακλαστικότητα της πλευρας του laser που βρίσκεται προς την εξωτερική κοιλότητα εξαρτάται από το μήκος κύματος και οδηγεί σε χαμηλές απώλειες για συγκεκριμένους διαμήκεις τρόπους. Ο τρόπος ο οποίος βρίσκεται πιο κοντά στην μέγιστη απολαβή, έχει τις μικρότερες απώλειες κοιλότητας και γίνεται ο κυρίαρχος τρόπος. Αντί για FP κοιλότητα, συνήθως χρησιμοποιείται ένα φράγμα περίθλασης στο οποίο τα μήκη τα οποία ανακλώνται καθορίζονται από την γωνία του grating [3].

Vertical Cavity Surface Emitting Lasers

Πρόκειται για νέο είδος ημιαγωγικών laser τα οποία λειτουργούν σε έναν διαμήκη τρόπο μέσω ενός πολύ στενού μήκους κοιλότητας (ταξης του μm), για το οποίο η απόσταση μεταξύ των τρόπων είναι μεγαλύτερη της απολαβής του εύρους ζώνης. Εκπέμπουν φως κάθετα στην κοιλότητα, σε μορφή κυκλικής δέσμης που μπορεί εύκολα να συνδεθεί σε οπτική ίνα με μεγάλη απόδοση.

2.4.2. Φωτοдиодοι

Οι φωτοдиодοι χρησιμοποιούνται στους οπτικούς δέκτες για να μετατρέψουν το φως σε ηλεκτρικό σήμα. Μια φωτοдиодος θα πρέπει να έχει υψηλή ευαισθησία, χαμηλο θόρυβο όπως και κόστος καθώς και γρήγορη απόκριση.

Αρχή Λειτουργίας

Τα φωτόνια που προσπίπτουν στον ημιαγωγό, απορροφούνται από τα ηλεκτρόνια που βρίσκονται στη ζώνη σθένους, δίνοντας τους μεγαλύτερη ενέργεια ώστε να μεταβούν στην ζώνη αγω-

γιμότητας αφήνοντας μια ωπή στη ζώνη σθένους. Έπειτα, με την εφαρμογή εξωτερικής τάσης, τα ζεύγη οπών - ηλεκτρονίων δημιουργούν ροή ρεύματος ή αλλιώς, φωτορεύματος, το οποίο είναι ανάλογο προς την προσπίπτουσα οπτική ισχύ. Η απόκριση αυξάνεται με το μήκος κύματος λ λόγω των περισσότερων φωτονίων για την ίδια ισχύ. Το μήκος κύματος για το οποίο ο συντελεστής απορρόφησης a μηδενίζεται ονομάζεται μήκος κύματος αποκοπής λ_c . Το υλικό μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως φωτοανιχνευτής μόνο στην περίπτωση που $\lambda < \lambda_c$.

Η απόδοση του φωτοδέκτη ορίζεται ως το κλάσμα της ενέργειας του οπτικού σήματος που απορροφάται και συντελεί στη δημιουργία φωτορεύματος. Σε περιπτώσεις διάδοσης μεγάλων αποστάσεων η οπτική ισχύς είναι χαμηλή και έτσι βασική απαίτηση είναι να σχεδιαστεί ο φωτοδέκτης που να επιτυγχάνει απόδοση όσο το δυνατόν πιο μακριά από το 0. Η απορροφούμενη ισχύς που προκύπτει από την μετάδοση μέσω τμήματος πλάτους W δίνεται από τον τύπο [3]:

$$P_{abs} = [1 - e^{-aW}]P_{in} \quad (2.36)$$

Ενώ η απόδοση του φωτοδέκτη

$$\eta = 1 - e^{-aW} \quad (2.37)$$

Είναι προφανές ότι στην περίπτωση που το μήκος κύματος λ είναι μεγαλύτερο του μήκους κύματος αποκοπής τότε η απόδοση μηδενίζεται.

Φωτοдиодοι p-n

Μια ανάστροφα πολωμένη επαφή p-n αποτελείται από μια περιοχή απογύμνωσης η οποία δεν περιέχει καθόλου ελεύθερους φορείς φορτίου και στην οποία ένα δυνατό ηλεκτρικό πεδίο αντιστέκεται στην μεταφορά ηλεκτρονίων από την πλευρά n στην p, ενώ αντίστοιχα στην μεταφορά οπών από την p στην n. Όταν μια από τις πλευρές p-n φωτίζεται, τότε δημιουργούνται ζεύγη οπών-ηλεκτρονίων μέσω της απορρόφησης. Λόγω του δυνατού ενσωματωμένου ηλεκτρικού πεδίου, οι οπές και τα ηλεκτρόνια εντός της περιοχής απογύμνωσης, επιταχύνονται σε ανάστροφες κατευθύνσεις και μετακινούνται στις πλευρές p και n. Η ροή ρεύματος που προκύπτει είναι ανάλογη της προσπίπτουσας οπτικής ισχύος. Περιοριστικός παράγοντας του εύρους ζώνης αποτελεί η παρουσία μιας συνιστώσας διάχυσης στο φωτορεύμα της οποίας η φυσική προέλευση σχετίζεται με την απορρόφηση του φωτός έξω από την περιοχή απογύμνωσης. Η συνεισφορά της διάχυσης μπορεί να περιοριστεί μειώνοντας το πλάτος των πλευρών p και n και αυξάνοντας το εύρος της περιοχής απογύμνωσης έτσι ώστε το μεγαλύτερο μέρος του φωτός να προσπίπτει πάνω σε αυτή [3].

Φωτοдиодοι p-i-n

Ένας τρόπος για να αυξηθεί το εύρος της περιοχής απογύμνωσης και έτσι να βελτιωθεί η απόδοση της φωτοδιόδου γίνεται με πρόσμιξη της επαφής pn με έναν ενδογενή ημιαγωγό. Ο ημιαγωγός αυτός παρουσιάζει υψηλή αντίσταση -λόγω κατασκευής- και η μεγαλύτερη πτώση τάσης εμφανίζεται στα άκρα του. Αποτέλεσμα του παραπάνω είναι ότι υπάρχει δυνατό ηλεκτρικό πεδίο στο νέο στρώμα i. Η περιοχή απογύμνωσης επεκτείνεται σε όλη την i περιοχή και πλάτος W ελέγχεται

μεταβάλλοντας το πάχος της μεσαίου στρώματος. Η βασική διαφορά με τις φωτοδιόδους pn είναι η απορρόφηση του μεγαλύτερου μέρους της προσπίπτουσας ισχύος στο εσωτερικό της περιοχής i και έτσι η συνιστώσα μετατόπισης του φωτορεύματος κυριαρχεί έναντι της συνιστώσας διάχυσης [3].

Φωτοδιόδοι χιονοστιβάδας

Η αρχή λειτουργίας των φωτοδίοδων χιονοστιβάδας είναι διαφορετική από αυτή των φωτοδίοδων που παρουσιάστηκε παραπάνω. Η λειτουργία τους βασίζεται στο εξής φαινόμενο κατά το οποίο, ένα επιταχυνόμενο ηλεκτρόνιο, μπορεί να αποκτήσει αρκετή ενέργεια ώστε να δημιουργήσει ένα νέο ζεύγος οπών-ηλεκτρονίου. Πιο συγκεκριμένα, το ηλεκτρόνιο δίνει μέρος της κινητικής ενέργειάς του σε άλλο ηλεκτρόνιο ώστε αυτό να περάσει από τη ζώνη σθένους στη ζώνη αγωγιμότητας, αφήνοντας πίσω του την αντίστοιχη οπή. Το τελικό αποτέλεσμα είναι ότι ένα ηλεκτρόνιο το οποίο παράγεται από την διαδικασία απορρόφησης φωτονίου, δημιουργεί δευτερεύοντα ζεύγη ηλεκτρονίων και οπών τα οποία συνεισφέρουν στο φωτορεύμα της διόδου. Επίσης, τα δευτερεύοντα ζεύγη που προκύπτουν, μπορούν να γεννήσουν επιπλέον ζεύγη εφόσον επιταχυνθούν κατάλληλα. Η διαδικασία που περιγράφηκε ονομάζεται πολλαπλασιασμός χιονοστιβάδας με το πολλαπλασιαστικό κέρδος να ισοδυναμεί με τον μέσο αριθμό των δευτερεύοντων ζευγών οπών ηλεκτρονίων, ενώ ένας μεγάλος αριθμός κέρδους συνεπάγεται με υψηλό θόρυβο [3].

2.4.3. Οπτικοί Ενισχυτές

Για την ενίσχυση του οπτικού σήματος σε μονοκάναλα συστήματα οπτικών επικοινωνιών, αρκεί η χρήση επαναλήπτη (OEO-Repeater) κάθε φορά που το περιθώριο ισχύος είναι χαμηλότερο από τις απώλειες. Η ενίσχυση του σήματος με την χρήση συμβατικού επαναλήπτη περιλαμβάνει την μετατροπή του σήματος από το οπτικό πεδίο στο ηλεκτρικό, ενίσχυση στο ηλεκτρικό πεδίο, επαναχρονισμό, μορφοποίηση του παλμού και τέλος μετατροπή από το ηλεκτρικό στο οπτικό πεδίο. Παρόλο που αυτή η διαδικασία είναι αποδοτική στα μονοκάναλα συστήματα, μπορεί να προκαλέσει συμφόρηση κατά την μετάδοση δεδομένων σε συστήματα WDM, αφού πρέπει να γίνει αποπολυπλεξία κάθε καναλιού. Έτσι, καθίσταται αναγκαία η χρήση οπτικών ενισχυτών οι οποίοι μπορούν να ενισχύσουν πολλαπλά σήματα (σε διαφορετικά μήκη κύματος) σε φασματικές ζώνες των 30nm και άνω.

Ενισχυτές EDFA

Το ενεργό μέσο σε έναν οπτικό ενισχυτή αποτελείται τυπικά από οπτική ίνα μήκους 10 έως 30 μέτρων η οποία έχει υποστεί πρόσμιξη με στοιχεία σπάνιων γαιών όπως έρβιο, βισμούθιο, πρασεοδύμιο κλπ. Τα μήκη κύματος τα οποία ενισχύονται, εξαρτώνται στο υλικό κατασκευής της οπτικής ίνας καθώς και στο υλικό με το οποίο έχει γίνει πρόσμιξη. Τυπικά, στα οπτικά συστήματα μεγάλων αποστάσεων χρησιμοποιείται οπτική ίνα διοξειδίου του πυριτίου η οποία έχει υποστεί προσμίξεις με έρβιο και έτσι προκύπτουν οι ενισχυτές ερβίου ή EDFA. Οι ενισχυτές ερβίου χρησιμοποιούνται

για να ενισχύσουν μήκη κύματος στην C-Band (1530-1565nm) [1].

Η ενίσχυση στους οπτικούς ενισχυτές επιτυγχάνεται μέσω οπτικής άντλησης. Πιο συγκεκριμένα, χρησιμοποιούνται φωτόνια με σκοπό την ανύψωση ηλεκτρονίων σε διεγερμένη κατάσταση. Για να επιτευχθεί αυτό, απαιτούνται περισσότερα από 3 ενεργειακά επίπεδα. Το ανώτερο ενεργειακό επίπεδο στο οποίο ένα ηλεκτρόνιο ανυψώνεται αρχικά πρέπει να βρίσκεται ενεργειακά πιο πάνω από το επιθυμητό επίπεδο εκπομπής. Αφού το ηλεκτρόνιο φτάσει στην αρχική διεγερμένη κατάσταση, πρέπει να απελευθερώσει μέρος της ενέργειας του και να κατέβει σε χαμηλότερο ενεργειακό επίπεδο. Έτσι, ένα φωτόνιο του διαδιδόμενου σήματος, μπορεί να ενεργοποιήσει την διαδικασία εξαναγκασμένης εκπομπής -μέσω του διεγερμένου ηλεκτρονίου που βρίσκεται στο χαμηλότερο ενεργειακό επίπεδο- σύμφωνα με την οποία, το ηλεκτρόνιο απελευθερώνει την ενέργεια που του έχει απομείνει μέσω ενός νέου φωτονίου του οποίου το μήκος κύματος είναι κοντά στο μήκος κύματος του διαδιδόμενου φωτονίου, το οποίο ξεκίνησε την παραπάνω διαδικασία. Επειδή το φωτόνιο άντλησης πρέπει να έχει μεγαλύτερη ενέργεια από το φωτόνιο του διαδιδόμενου σήματος, το μήκος κύματος του φωτονίου άντλησης είναι μικρότερο από το μήκος κύματος του σήματος [1].

Τα άτομα ερβίου είναι Er^{3+} ιόντα, δηλαδή έχουν χάσει 3 ηλεκτρόνια από τις εξωτερικές τους στιβάδες. Τα δύο βασικότερα ενεργειακά επίπεδα αποτελούν το μετασταθές επίπεδο $^4I_{13/2}$ και το επίπεδο άντλησης $^4I_{11/2}$. Τα δύο προηγούμενα επίπεδα καθώς και το επίπεδο βασικής ζώνης $^4I_{15/2}$ αποτελούν στενά διατεταγμένες ενεργειακές ζώνες οι οποίες διαμορφώνουν ένα σύνολο από πολλά επίπεδα. Πιο συγκεκριμένα, χρησιμοποιείται laser άντλησης στα 980nm το οποίο ανυψώνει ιόντα από τη βασική ζώνη $^4I_{15/2}$ στο επίπεδο άντλησης $^4I_{11/2}$. Αξιζει να σημειωθεί ότι ο χρόνος ζωής των ιόντων στην ζώνη $^4I_{13/2}$ είναι πιο μεγάλος (ταξής ms) σε σχέση με την ζώνη άντλησης $^4I_{11/2}$ στην οποία έχουν την τάση να μεταπίπτουν προς την $^4I_{13/2}$. Συνεπώς, τα ιόντα στην ζώνη άντλησης μεταπίπτουν πολύ γρήγορα από αυτή προς την $^4I_{13/2}$. Κατά την διάρκεια της πτώσης τους, η πλεονάζουσα ενέργεια απελευθερώνεται με την μορφή μηχανικών ταλαντώσεων στην οπτική ίνα. Κατά την παρουσία των ιόντων στην ζώνη $^4I_{13/2}$, τα ηλεκτρόνια των διεγερμένων ιόντων τείνουν να μετακινούνται προς το κατώτερο άκρο της ενεργειακής στάθμης στο οποίο ο χρόνος ζωής τους είναι περίπου 10 msec.

Ένα άλλο κύμα άντλησης είναι στα 1480nm, στα οποία η ενέργεια των φωτονίων επιλέγεται λίγο μεγαλύτερη από αυτή των φωτονίων του σήματος. Τα φωτόνια στο κύμα άντλησης απορροφώνται και ανυψώνουν ηλεκτρόνια από την βασική ζώνη κατευθείαν στην κορυφή της ζώνης $^4I_{13/2}$. Τα ηλεκτρόνια αυτά, τείνουν να κινούνται προς το πυκνότερο κάτω άκρο της ζώνης. Τα ιόντα τα οποία μεταπίπτουν προς την βασική ζώνη χωρίς την ύπαρξη οπτικού σήματος προκαλούν αυθόρμητη εκπομπή και είναι επιβλαβής καθώς προστίθεται στον συνολικό θόρυβο του ενισχυτή, καθώς τα φωτόνια που προκύπτουν δεν έχουν ίδια φάση, συχνότητα ή πόλωση με τα εισαγόμενα στην ίνα φωτόνια [1].

Όταν εισάγεται στην ίνα μια σύμφωνη δέσμη, ένα μικρό ποσοστό των φωτονίων που εισάγονται απορροφώνται από τα ιόντα στην βασική ζώνη, ανυψώνοντας τα στην ζώνη $^4I_{13/2}$. Έπειτα, κατά την διαδικασία της εξαναγκασμένης εκπομπής, τα ιόντα σε μεγάλο ποσοστό αποδιεγείρονται

-πτώση στην βασική ζώνη- εκπέμποντας φωτόνια τα οποία είναι της ίδιας συχνότητας, φάσης, πόλωσης με τα εισαγόμενα στην ίνα φωτόνια [1].

Για την κατασκευή οπτικών ενισχυτών ερβίου, χρησιμοποιείται όπως προαναφέρθηκε οπτική ίνα με προσμίξεις ερβίου, ένα ή δυο laser για τα μήκη κύματος άντλησης καθώς και οπτικοί συζεύκτες και απομονωτές. Για την σύζευξη του εισαγόμενου σήματος με το σήμα άντλησης με τις ελάχιστες απώλειες χρησιμοποιείται διχρωϊκός συζεύκτης 2 μηκών κύματος. Επίσης, συζεύκτης χρησιμοποιείται στην είσοδο και στην έξοδο της συσκευής με σκοπό να συγκρίνει το εισαγόμενο σήμα με το ενισχυμένο σήμα στην έξοδο της συσκευής. Η χρήση των οπτικών απομονωτών είναι να αποτρέπει την αντανάκλαση του ενισχυμένου σήματος πίσω στη συσκευή καθώς κάτι τέτοιο θα ενίσχυε τον θόρυβο του ενισχυτή [1].

Η εισαγωγή του κύματος άντλησης μπορεί να γίνει είτε με την ίδια κατεύθυνση με το σήμα εισόδου (ομοκατευθυντική άντληση) είτε με την αντίθετη κατεύθυνση (αντίστροφη άντληση). Η δεύτερη περίπτωση προσδίδει μεγαλύτερο κέρδος αλλά με κόστος την χαμηλότερη απόδοση θορύβου σε σχέση με την ομοκατευθυντική άντληση [1].

Ενισχυτές BDFA

Τα τελευταία χρόνια η χωρητικότητα των οπτικών δικτύων έχει αυξηθεί κατα πολύ ενώ στο κοντικό μέλλον, υπολογίζεται ότι δεν θα υπάρχει δυνατότητα διαχείρισης της περαιτέρω αύξησης του φόρτου ανα οπτική ίνα. Μεταξύ άλλων, μια λύση αντιμετώπισης του παραπάνω προβλήματος είναι η επέκταση σε νέες μπάντες συχνοτήτων, εκτός των φασματικών περιοχών C και L που χρησιμοποιούνται ευρέως στα σημερινά συστήματα. Πρόσφορο έδαφος για κάτι τέτοιο προσφέρει η Original Band (1260-1360nm) λόγω της χαμηλής διασποράς επιτρέποντας την διάδοση του σήματος για αρκετά χιλιόμετρα χωρίς ανάγκη αντιμετώπισης της. Άλλος ένας λόγος είναι η ήδη υπάρχουσα χρήση της O-band για μετάδοση δεδομένων σε σχετικά μικρές αποστάσεις χωρίς την ανάγκη χρήσης ενισχυτή και συνεπώς, η ύπαρξη κατάλληλου εξοπλισμού για την δημιουργία οπτικών συστημάτων, σε αντίθεση με άλλες συχνοτικές περιοχές πέρα των C και L, στις οποίες δεν έχει αναπτυχθεί αντίστοιχος εξοπλισμός.

Ένας βασικός περιοριστικός παράγοντας που δεν μπορεί να παραληφθεί κατά την διάδοση στην O-Band αποτελεί η εξασθένηση της οπτικής ίνας που είναι 0.34 db/Km σε αντίθεση με την C-band όπου είναι 0.2 db/Km. Παρά την σχετικά μεγαλύτερη εξασθένηση, μέχρι τώρα δεν είχε αναπτυχθεί ενισχυτής ο οποίος μπορούσε να καλύψει την O-Band καθώς ο προϋπολογισμός ισχύος ήταν αρκετός για την σχετικά μικρή απόσταση διάδοσης, καθώς και επίσης τα συστήματα αυτά ήταν κατα βάση μονοκάναλα και έτσι, η χρήση ημιαγωγικού ενισχυτή (SOA) ή επαναλήπτη έλυνε το πρόβλημα της εξασθένησης με αποδοτικό τρόπο [18].

Ωστόσο, λόγω της ανάγκης αύξησης του ρυθμού μετάδοσης ανα μονάδα και κατα συνέπεια του ρυθμού συμβόλων, η χρήση σχημάτων διαμόρφωσης πολλαπλών επιπέδων καθώς και η υλοποίηση συστημάτων WDM στην O-Band οδήγησε στην ανάγκη ενίσχυσης του σήματος, καθώς μειώνεται η ευαισθησία του δέκτη και ο ισολογισμός ισχύος δεν επαρκεί. Οι Vitaly Mikhailov, Jiawei

Luo et. al. στην δημοσίευση τους "Amplified Transmission Beyond C- and L- Bands: Bismuth Doped Fiber Amplifier for O-Band Transmission" [18], παρουσιάζουν ενισχυτή BDFA ο οποίος έχει παρόμοια χαρακτηριστικά με τους συμβατικούς ενισχυτές ερβίου και χρησιμοποιήθηκε για μετάδοση δεδομένων σε WDM σύστημα 8 καναλιών για απόσταση μέχρι 50km με ρυθμό μετάδοσης 400 Gb/s. Η αρχή λειτουργίας είναι όμοια με αυτή των ενισχυτών ερβίου ενώ η διαφορά βρίσκεται στα υλικά κατασκευής της οπτικής ίνας καθώς και στα υλικά που χρησιμοποιούνται για την πρόσμιξη στην οπτική ίνα. Πιο συγκεκριμένα, ο πυρήνας της οπτικής ίνας έχει κατασκευαστεί από φωσφοπυριτικό γυαλί ενώ η ίδια έχει υποστεί προσμίξεις με βισμούθιο. Η διάμετρος του πυρήνα έπληγεται στα 8 μm ενώ του μανδύα στα 125 μm με αριθμητικό άνοιγμα 0.13, επιτρέποντας μονότροπη λειτουργία με μήκος κυματος αποκοπής 1180nm. Ωστόσο, περιοριστικός παράγοντας του ενισχυτή σύμφωνα με την δημοσίευση αποτελεί το μεγάλο μήκος της οπτικής ίνας σε σχέση με τους ενισχυτές ερβίου καθώς και το γεγονός ότι η οπτική ίνα δεν επηρεάζεται μόνο από την σύνθεση του γυαλιού από το οποίο έχει κατασκευαστεί αλλά και από τις συνθήκες επεξεργασίας του [18].

Αρχικά, για την κατασκευή του ενισχυτή χρησιμοποιείται οπτική ίνα 80m η οποία αντλείται ξεχωριστά στα 1155, 1175, 1195, 1215 καθώς και στα 1235nm με την χρήση συζεύκτη. Λόγω του συζεύκτη και των απωλειών που επιφέρει στην ισχύ αντλησης, χρησιμοποιείται ένα σύνολο από πέντε μεμονωμένα laser Raman με ισχύ εξόδου 1mW το καθένα. Τέλος, όπως και στους ενισχυτές ερβίου, χρησιμοποιούνται απομονωτές οι οποίοι αποτρέπουν την αντανάκλαση του σήματος εξόδου πίσω στον ενισχυτή. Οι ενισχυτές βισμούθιου είναι ικανοί να ενισχύσουν ολόκληρη την O-Band με κέρδος, ισχύ εξόδου και λόγο σήματος προς θόρυβο παρόμοιο με τυπικούς ενισχυτές EDFA, το οποίο επαληθεύτηκε πειραματικά στην την ανωτέρω δημοσίευση, σε πειραματικό περιβάλλον το οποίο αποτελούταν από πομποδέκτη LR-8 και 3 FP laser με την χρήση συζεύκτη 1:4 [18].

2.4.4. Εξωτερικοί Διαμορφωτές

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, για ρυθμούς bit άνω των 10 Gb/s, το τερέρισμα στη συχνότητα λόγω της άμεσης διαμόρφωσης αυξάνεται σημαντικά. Για μεγάλους ρυθμούς άνω των 10 Gb/s, το laser είναι πολωμένο με σταθερό ρεύμα και τροφοδοτεί έναν εξωτερικό διαμορφωτή με κύμα σταθερού πλάτους (CW) ο οποίος μετατρέπει το φως σε μια κωδικοποιημένη σειρά δεδομένων με το κατάλληλο σχήμα διαμόρφωσης. Υπάρχουν τρία είδη εξωτερικού διαμορφωτή που χρησιμοποιούνται, (i) διαμορφωτής φάσης (PM), (ii) διαμορφωτής Mach-Zehnder συμβολόμετρου (MZM), (iii) διαμορφωτής ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM).

Διαμορφωτής φάσης

Ένας από τους πολλούς τρόπους για να επιτευχθεί διαμόρφωση φάσης προέρχεται από το φαινόμενο Pockels και σχετίζεται με την εφαρμογή ηλεκτρικού πεδίου σε έναν ηλεκτρο-οπτικό μη-κεντροσυμμετρικό κρύσταλλο η οποία μεταβάλλει τον δείκτη διάθλασης του. Αυτό, έχει ως

αποτέλεσμα την αλλαγή φάσης του οπτικού σήματος που διαδίδεται στο εσωτερικό του. Η αλλαγή στον δείκτη διάθλασης είναι ανάλογη της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου που εφαρμόζεται.

Έστω ότι χρησιμοποιείται κρύσταλλος LiNbO_3 , η εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από την ένταση του ανακλαστικού πεδίου [16]:

$$n = n_0 - \frac{1}{2}n_0^3r_{33}E_z \quad (2.38)$$

Όπου n_0 ο δείκτης διάθλασης χωρίς την εφαρμογή εξωτερικού ηλεκτρικού πεδίου, r_{33} η σταθερά που περιγράφει το ηλεκτρο-οπτικό φαινόμενο. Η συνιστώσα z της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου δίνεται από τον τύπο:

$$E_z = \frac{V}{d} \quad (2.39)$$

Όπου V η τάση στα άκρα του κρυστάλλου και d το πάχος.

Έστω ότι το σήμα εισόδου μπορεί να εκφραστεί στην παρακάτω μορφή:

$$X_{in}(t) = A_s(t)e^{-2i\pi f_c t} \quad (2.40)$$

Το οπτικό σήμα που προκύπτει έπειτα από την διάδοση του μέσω του κρυστάλλου είναι:

$$X_{in}(t) = A_s(t)e^{-i(2\pi f_c t - \varphi)} \quad (2.41)$$

Όπου $\varphi = \varphi_0 - \Delta\varphi$ και φ_0 είναι η μετατόπιση φάσης χωρίς την εφαρμογή εξωτερικής τάσης ενώ η διαφορά φάσης δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$\Delta\varphi = \frac{\pi L n_0^3 r_{33} V}{\lambda_0 d} \quad (2.42)$$

Για να βρεθεί η διαφορά δυναμικού που θα προκαλέσει διαφορά φάσης ίση με π αρκεί να λύσουμε την εξίσωση $\Delta\varphi = \pi$ ως προς V_π , τελικά προκύπτει ότι η V_π δίνεται από:

$$V_\pi = \frac{\lambda_0}{n_0^3 r_{33}} \frac{d}{L} \quad (2.43)$$

Όπου L το μήκος του κρυστάλλου. Τελικά, αντικαθιστώντας κατάλληλα στην εξίσωση (2.39) προκύπτει ότι το οπτικό σήμα έπειτα από διάδοση στο εσωτερικό του κρυστάλλου δίνεται από:

$$X_{in}(t) = A_s(t)e^{-i(2\pi f_c t - \varphi_0 + \frac{\pi V}{V_\pi})} \quad (2.44)$$

Από την παραπάνω σχέση, είναι κατανοητό ότι η διαφορά φάσης είναι ανάλογη της τάσης που εφαρμόζεται στα άκρα του κρυστάλλου. Σε περίπτωση που $V(t) = 0$ τότε δεν εισάγεται καμία διαφορά φάσης, ενώ σε διαφορετική περίπτωση, που εφαρμόζεται η τάση V_π τότε η διαφορά φάσης είναι ίση με π . Έτσι, δίνεται δυνατότητα διαμόρφωσης PSK και DPSK [16].

Διαμορφωτής Mach-Zehnder

Για την δημιουργία διαμορφωτή έντασης, η διαμόρφωση φάσης μετατρέπεται σε διαμόρφωση πλάτους με την βοήθεια Mach-Zehnder συμβολόμετρου. Δύο κυματοδηγοί LiNbO_3 με διάχυση

τιτανίου σχηματίζουν τους 2 βραχίονες του MZ συμβολόμετρου. Πιο συγκεκριμένα, η δέσμη του φωτός χωρίζεται στην μέση και στη συνέχεια, διαδίδεται μέσω δυο ξεχωριστών μονοπατιών. Η διαδικασία γίνεται με τέτοιο τρόπο, έτσι ώστε όταν τα δύο σήματα συναντηθούν ξανά στην έξοδο του συμβολόμετρου, είτε θα προστεθούν είτε θα ακυρώσουν το ένα το άλλο. Στην πρώτη περίπτωση, προστίθενται και το αποτέλεσμα αντιστοιχεί σε λογικό 1 [13]. Αντίστοιχα, στην δεύτερη περίπτωση, μια μετατόπιση φάσης κατά π σε έναν από τους βραχίονες μέσω μεταβολής του δείκτη διάθλασης που προκαλείται από εφαρμογή εξωτερικής τάσης έχει ως αποτέλεσμα την ακύρωση των δύο σημάτων, μειώνοντας την εκπεμπόμενη ένταση σε μηδέν [3]. Έτσι, παρατηρείται ότι με αυτόν τον τρόπο, δίνεται η δυνατότητα διαμόρφωσης πλάτους, καθώς σε περίπτωση απουσίας εξωτερικής τάσης τότε τα σήματα στην έξοδο προστίθενται, κάτι που αντιστοιχεί σε λογικό 1, ενώ αντίστοιχα με εφαρμογή εξωτερικής τάσης, τα σήματα στην έξοδο ακυρώνονται, δηλαδή, λογικό 0.

Θεωρώντας το τερέρισμα συχνότητας και την διασπορά αμελητέα καθώς και ότι η ισχύς κατανέμεται ισόποσα στους δύο βραχίονες του συμβολόμετρου, έστω ότι το σήμα στην είσοδο όπως και πριν είναι της μορφής [16]:

$$X_{in}(t) = A_0 e^{-2i\pi f_c t} \quad (2.45)$$

Αγνοώντας τις απώλειες που εισάγουν οι βραχίονες καθώς και οι επαφές εισόδου εξόδου του MZ συμβολόμετρου, η επαφή εισόδου χωρίζει το κύμα σε δύο οπτικές δέσμες ίσης ισχύος. Το ηλεκτρικό πεδίο της δέσμης που εισέρχεται στον άνω -η κατω- βραχίονα είναι [16]:

$$\frac{A_0}{\sqrt{2}} e^{-2i\pi f_c t} \quad (2.46)$$

Όπου εισαγεται ο ορος $\frac{1}{\sqrt{2}}$ για την διατήρηση της ισχύος.

Λόγω της διάδοσης μέσα από τους βραχίονες, εισάγεται διαφορά φάσης φ_1 και φ_2 στις οπτικές δέσμες λόγω της παρουσίας τάσης, η τιμή τους δίνεται από τον παρακάτω τύπο [16]:

$$\varphi_j = \varphi_0 - \frac{V_j \pi}{V_\pi}, \quad j = 1, 2 \quad (2.47)$$

Οι οπτικές δέσμες στους δύο βραχίονες ανασυνδυάζονται μέσω της διακλάδωσης εξόδου. Τα οπτικά πεδία που εισέρχονται στην διακλάδωση περιγράφονται από [16]:

$$X_j(t) = \frac{A_0}{\sqrt{2}} e^{-i(2\pi f_c t - \varphi_j)}, \quad j = 1, 2 \quad (2.48)$$

Ενώ η έξοδος της διακλάδωσης είναι [16]:

$$Y(t) = \frac{X_1(t) + X_2(t)}{\sqrt{2}} \quad (2.49)$$

Αντικαθιστώντας κατάλληλα στην παραπάνω εξίσωση, προκύπτει τελικά ότι η έξοδος του MZM δίνεται από:

$$Y(t) = A_{out} e^{-i\pi f_c t} \quad (2.50)$$

Όπου A_{out} δίνεται από [16]:

$$A_{out} = A_0 e^{i(\varphi_1 + \varphi_2)/2} \cos[(\varphi_1 - \varphi_2)/2] \quad (2.51)$$

Τέλος, με την χρήση push-pull τύπου MZ διαμορφωτών παράλληλα μεταξύ των οποίων εισάγεται διαφορά φάσης 90 μοίρες, δίνεται η δυνατότητα πραγματοποίησης σχημάτων διαμόρφωσης φάσης και πλάτους (IQM). Οι δυο συνιστώσες διαμορφώνονται ξεχωριστά με την χρήση IQ διαμορφωτή επιτρέποντας κάθε είδους μορφή πολυεπίπεδης διαμόρφωσης [15].

Διαμορφωτής EAM

Υπάρχουν δύο βασικά μειονεκτήματα ενός διαμορφωτή LiNbO₃, πρώτον η μεγάλη απώλεια παρεμβολής και δεύτερον η χρήση υλικού το οποίο δεν μπορεί να ενσωματωθεί στο laser. Ο διαμορφωτής ηλεκτροαπορρόφησης λύνει και τα δυο προβλήματα καθώς κατασκευάζεται από το ίδιο υλικό που χρησιμοποιείται για την κατασκευή των οπτικών πηγών laser. Πιο συγκεκριμένα, το ενεργειακό χάσμα ενός ημιαγωγού μειώνεται με την παρουσία ηλεκτρικού πεδίου. Έτσι, ένα στρώμα ημιαγωγού του οποίου το ενεργειακό διάκενο έχει επιλεχθεί έτσι ώστε να είναι λίγο μεγαλύτερο από την ενέργεια των φωτονίων αρχίζει να απορροφά φώς όταν το ενεργειακό του χάσμα έχει μειωθεί κατάλληλα εφαρμόζοντας εξωτερική τάση [3]. Έστω ότι η συχνότητα του φέροντος είναι $f_c < E_{g0}/h$ όπου E_{g0} είναι το ενεργειακό διάκενο κατά την απουσία εξωτερικής τάσης. Επίσης, έστω ότι η εξωτερική τάση είναι $V(t)$ με $0 \leq V(t) \leq V_0$. Όταν $V(t) = 0$ η ενέργεια των φωτονίων είναι λιγότερη από το ενεργειακό χάσμα και έτσι δεν γίνεται απορρόφηση. Όταν $V(t) = V_0$ το διάκενο συρρικνώνεται. Έτσι, η ενέργεια των φωτονίων ξεπερνάει το ενεργειακό χάσμα και έτσι το οπτικό φέρον απορροφάται, το οποίο οδηγεί στην γένεση ζευγών οπών-ηλεκτρονίων. Η έξοδος του διαμορφωτή θεωρώντας ότι α_0 α_1 οι σταθερές απορρόφησης για εξωτερική τάση ίση με 0 και V_0 αντίστοιχα, L το μήκος του διαμορφωτή και P_0 η ισχύς εισόδου, δίνεται από τον τύπο [16]:

$$P_{out} = \begin{cases} P_{max} = P_0 e^{-\alpha_0 L} & \text{για } V(t) = 0 \\ P_{min} = P_0 e^{-\alpha_1 L} & \text{για } V(t) = V_0 \end{cases} \quad (2.52)$$

Ως λόγος απόσβεσης ορίζεται ο λόγος της μεγιστης προς την ελάχιστη ισχύ και για λόγους βελτιστοποίησης απαιτείται να είναι υψηλός. Για να επιτευχθεί αυτό, πρακτικά χρησιμοποιούνται διαμορφωτές InP για εφαρμογές στην O-band αλλά και στη C-band [16].

Ο συντελεστής απορρόφησης μπορεί να επηρεαστεί εφαρμόζοντας χαμηλή εξωτερική τάση. Συνεπώς, οι διαμορφωτές ηλεκτροαπορρόφησης είναι αρκετά αποδοτικοί και απαιτούν λιγότερο χώρο καθώς το μήκος τους φτάνει τυπικά μέχρι τα 200mm σε αντίθεση με τους ηλεκτρο-οπτικούς διαμορφωτές των οποίων το μέγεθος είναι της τάξης των centimeter [16].

2.4.5. Συσκευές WDM

Για την υλοποίηση WDM συστημάτων, χρησιμοποιούνται διάφορες παθητικές οπτικές συσκευές. Η πολυπλεξία των σημάτων που στέλνουν οι διάφοροι πομποί στα συστήματα WDM πραγματοποιείται από οπτικούς πολυπλέκτες ενώ η αντίστροφη διαδικασία αποπολυπλεξίας του

σήματος σε ξεχωριστά μήκη κύματος τα οποία προορίζονται για διαφορετικούς δέκτες πραγματοποιείται από αποπολυπλέκτες. Εκτός από αυτό, η επιλογή ενός συγκεκριμένου καναλιού γίνεται με την χρήση οπτικών φίλτρων ενώ απομάστευση ενός ή περισσότερων μηκών κύματος και έπειτα η προσθήκη -ή όχι- νέων σημάτων στα ίδια μήκη κύματος με προορισμό επόμενους κόμβους του δικτύου πραγματοποιείται με την χρήση οπτικού πολυπλέκτη προσθήκης - απομάστευσης.

Φίλτρα Fabry-Perot

Μια κοιλότητα FP μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως ρυθμιζόμενο φίλτρο εάν το μήκος της κοιλότητας μεταβάλλεται ηλεκτρονικά με την χρήση πιεζοηλεκτρικού μετατροπέα. Το κανάλι που θα του επιτραπεί διέλευση από το φίλτρο FP είναι αυτό του οποίου το μήκος κύματος συμπίπτει με κορυφή μετάδοσης. Υπάρχουν δύο περιορισμοί στην περίπτωση που το φίλτρο έχει σχεδιαστεί ώστε να επιτρέπει την διέλευση ενός μόνο καναλιού, το εύρος ζώνης του WDM σήματος πρέπει να είναι μικρότερο από την απόσταση μεταξύ των κορυφών μετάδοσης ή αλλιώς μικρότερο της ελεύθερης φασματικής ζώνης. Εκτός από αυτό, το εύρος ζώνης του φίλτρου (το μήκος της κάθε κορυφής μετάδοσης) πρέπει να αρκετό ώστε να μπορεί να περάσει όλο το συχνοτικό περιεχόμενο του επιθυμητού καναλιού.

Ρυθμιζόμενα φίλτρα FP μπορούν επίσης να δημιουργηθούν με την χρήση κρυστάλλων των οποίων ο δείκτης διάθλασης μεταβάλλεται με την εφαρμογή εξωτερικής τάσης. Η κοιλότητα FP κατασκευάζεται με την χρήση μεμβράνης κατασκευασμένης από τέτοιο κρύσταλλο η οποία τοποθετείται μεταξύ δυο κατόπτρων υψηλής ανακλαστικότητας.

Φίλτρα Mach-Zehnder

Ένα συμβολόμετρο Mach-Zehnder μπορεί να κατασκευαστεί συνδέοντας δύο οπτικούς συζεύκτες 3-dB σε σειρά, δηλαδή εξόδους του πρώτου στις εισόδους του δεύτερου. Ο πρώτος διαχωρίζει το σήμα εισόδου σε δύο ίσα τμήματα τα οποία υπόκεινται σε διαφορετικές μεταβολές φάσης πρώτου προχωρήσουν στις εισόδους του δεύτερου συζεύκτη. Επειδή η μεταβολή της φάσης επηρεάζεται από το μήκος κύματος, τελικά επηρεάζεται και η συνολική διαπερατότητα του φίλτρου η οποία εξαρτάται και αυτή από το μήκος κύματος. Συνεπώς, χρησιμοποιώντας πολλά συμβολόμετρα MZ, μπορεί κάποιος να δημιουργήσει οπτικά φίλτρα. Αυτό επιτυγχάνεται υλοποιώντας ξεχωριστές καθυστερήσεις έτσι ώστε το κάθε μεμονωμένο συμβολόμετρο να μην επιτρέπει την διέλευση στα υπόλοιπα κανάλια.

Συνήθως, η κατασκευή τους γίνεται είτε με την χρήση συζευκτών οπτικών ινών είτε με την χρήση κυματοδηγών διοξειδίου του πυριτίου οι οποίοι τοποθετούνται πάνω σε υπόστρωμα πυριτίου. Ο συντονισμός επιτυγχάνεται μέσω ενός θερμαντικού μηχανισμού σε έναν από τους βραχίονες του συμβολόμετρου και λόγω της θερμικής φύσης του, εμφανίζονται χρόνοι της τάξης του ms μεταξύ των εναλλαγών. Τέλος, τα φίλτρα MZ είναι ικανά για να επιλέγουν κανάλια ακόμα και σε πυκνά WDM συστήματα (DWDM), στα οποία η απόσταση μεταξύ των καναλιών είναι πολύ μικρή.

Αποπολυπλέκτες

Οι πολυπλέκτες και οι αποπολυπλέκτες αποτελούν αναπόσπαστο κομμάτι των συστημάτων WDM. Όπως και στα οπτικά φίλτρα, οι αποπολυπλέκτες κυρίως έχουν ανάγκη απο μηχανισμό επιλογής μήκους κύματος, αφού όπως έχει υποθεί παραπάνω, αποπολυπλέκουν το WDM σήμα σε ξεχωριστά σήματα σε άλλα μήκη κύματος τα οποία προορίζονται για ξεχωριστούς δέκτες. Παράδειγμα αποτελούν οι αποπολυπλέκτες περίθλασης οι οποίοι χρησιμοποιούν στοιχεία διασποράς ένα απο τα οποία αποτελεί το φράγμα περίθλασης το οποίο διασπά το προσπίπτον σήμα στις διάφορες συνιστώσες που το αποτελούν. Επίσης, υπάρχουν αποπολυπλέκτες οι οποίοι χρησιμοποιούν συσκευές όπως οπτικά φίλτρα ή συζεύκτες. Σε αυτή την παράγραφο θα παρουσιαστούν διάφορες διατάξεις που μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως αποπολυπλέκτες καθώς και παρουσιάζεται η βασική λειτουργία των φραγμάτων, τα οποία αναλύονται σε επόμενες παραγράφους.

Για να μπορέσει να γίνει αντιληπτό, το πώς λειτουργούν οι αποπολυπλέκτες που βασίζονται σε φράγματα, πρέπει πρώτα να εξηγηθεί η βασική αρχή πάνω στην οποία λειτουργούν τα φράγματα. Αρχικά, το προσπίπτον φως μεταδίδεται μέσα από τις σχισμές του φράγματος και μεταδίδεται σε όλες τις κατευθύνσεις. Εάν θ_i θεωρήθει η γωνία πρόσπτωσης ενώ θ_d η γωνία περίθλασης ενώ Λ η περίοδος του φράγματος τότε ενισχυτική συμβολή θα δημιουργηθεί μόνο για το μήκος κύματος που είναι σε συμφωνία φάσης και ικανοποιεί την συνθήκη grating η οποία δίνεται απο [1]:

$$\Lambda(\sin \theta_i - \sin \theta_d) = m\lambda \quad (2.53)$$

Όπου m είναι η τάξη του grating. Έτσι, το grating μπορεί να ξεχωρίσει τα μεμονωμένα μήκη κύματος καθώς η παραπάνω συνθήκη ικανοποιείται σε διαφορετικά σημεία για διαφορετικά μήκη κύματος.

Αποπολυπλέκτες μπορούν να δημιουργηθούν με την χρήση Bragg gratings -τα οποία παρουσιάζονται σε επόμενη παράγραφο-, εάν για παράδειγμα στο τέλος κάθε εξόδου ενός συζεύκτη $1 \times N$ τοποθετηθεί ένα Bragg grating. Η επιλογή ενός καναλιού, μπορεί να γίνει μεταβάλλοντας την διαφορά φάσης σε κάθε βραχίονα του συζεύκτη $1:N$, το οποίο θα επιτρέψει την διέλευση στο επιθυμητό κανάλι και θα μπλοκάρει την διέλευση οποιουδήποτε άλλου [3]. Τα Bragg Gratings μπορούν να συνδυαστούν με κυκλοφορητή για την αποπολυπλεξία μήκους κύματος. Για να γίνει αντιληπτό το πώς ένα μήκος κύματος αποπολυπλέκεται, έστω ότι 4 μήκη κύματος $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$ εισάγονται στην θύρα 1 του κυκλοφορητή και εξάγονται στην θύρα 2 η οποία συνδέεται με FBG του οποίου η συνθήκη Bragg ικανοποιείται μόνο απο το μήκος κύματος λ_2 . Αυτό έχει ως αποτέλεσμα όλα τα μήκη κύματος πλὴν του λ_2 , να περάσουν απο το Bragg Grating. Το μήκος κύματος λ_2 όμως, ανακλάται πίσω στην θύρα 2 του κυκλοφορητή και εξέρχεται απο την επόμενη θύρα.

Ο παραπάνω συνδυασμός μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για την δημιουργία πολυπλέκτη μήκους κύματος, απλώς θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί διαφορετική διάταξη η οποία θα περιλαμβάνει περισσότερα φράγματα και κυκλοφορητές. Γενικά, για την αποπολυπλεξία ή την πολυπλεξία N μηκών κύματος, χρειάζονται $N-1$ gratings και $N-1$ κυκλοφορητές σε κατάλληλη διάταξη, ενώ πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη προσοχή στον αριθμό των καναλιών καθώς οι απώλειες δεν είναι ίδιες για

όλα τα κανάλια. Αυτό συμβαίνει καθώς το κάθε μήκος κύματος διέρχεται απο διαφορετικό πλήθος φραγμάτων και κυκλοφορητών απο τα οποία το κάθε ένα εισάγει νέες απώλειες στο κανάλι αυτο [1].

Εκτός απο τους αποπολυπλέκτες που βασίζονται σε φράγματα, συναντώνται και οι αποπολυπλέκτες οι οποίοι βασίζονται σε φίλτρα και χρησιμοποιούν το φαινόμενο της οπτικής παρεμβολής προκειμένου να επιλέξουν ένα συγκεκριμένο μήκος κύματος. Στην περίπτωση που χρησιμοποιείται φίλτρο MZ, τότε ένας βραχίονας απο το κάθε MZ επιλέγεται να είναι μεγαλύτερος απο τον άλλο. Επίσης, η διαφορά στο μήκος της διαδρομής επιλέγεται έτσι ώστε η συνολική ισχύς εισόδου απο δύο επαφές-θυρες σε διαφορετικά μήκη κύματος να εμφανίζεται μόνο σε μια επαφη-θυρα εξόδου.

Άλλη μια διάταξη η οποία μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την αποπολυπλεξία αποτελούν τα φράγματα συστοιχίας κυματοδηγών (AWG). Αυτες οι διατάξεις μπορούν να χρησιμοποιηθούν και ως πολυπλέκτες αλλα και δρομολογητές μηκους κυματος. Πρόκειται για μια γενικευση του Mach-Zehnder συμβολόμετρου, καθώς αποτελείται απο δυο συζεύκτες και μια συστοιχία N κυματοδηγών η οποία συνδέεται με τους συζεύκτες και το μήκος κάθε διαδρομής το οποίο θα ακολουθήσει το κάθε μήκος κύματος, διαφέρει κατα ενα ακριβές ποσο ΔL απο το μήκος των γειτονικών βραχίωνων-κυματοδηγών. Έτσι, σε κάθε κυματοδηγό, το σήμα θα υποστεί διαφορετική μεταβολή φάσης λόγω του διαφορετικού μήκους απο τους υπόλοιπους κυματοδηγούς. Αυτη η διαφορά φάσης επηρεάζεται απο το μήκος κύματος λόγω της εξάρτησης της συχνότητας απο την σταθερά διάδοσης. Ως αποτέλεσμα, τα διαφορετικά κανάλια εμφανίζονται τελικά στις εξόδους διαφορετικών κυματοδηγών, καταφέρνοντας επιτυχώς την αποπολυπλεξία του WDM σήματος σε διαφορετικά κανάλια. Άξιο αναφοράς είναι οτι, η παραπάνω διάταξη μπορεί να μετατραπεί σε πολυπλέκτης ή δρομολογητής, αρκεί απλα να μεταβάλουμε τον αριθμό των θυρών εισόδου-εξόδου των συζευκτών. Δηλαδή εαν X, Y θεωρηθεί ο αριθμός θυρών εισόδου και εξόδου αντιστοια των συζευκτών καθώς και N ο αριθμός των κυματοδηγών, τότε για λειτουργία πολυπλέκτη αρκει ο αριθμός θυρών εισόδου να εισούται με τον αριθμό των κυματοδηγών ενώ στην έξοδο να υπάρχει μια θύρα ($X = N, Y = 1$). Αντιστρόφως, για λειτουργία αποπολυπλέκτη αρκεί να υπαρχει μια θυρα εισόδου και N θύρες εξόδου ($X = 1, Y = N$) ενώ για λειτουργία δρομολόγησης οι θύρες εισόδου-εξόδου είναι ίσες με N ($X = Y = N$) [1].

Πολυπλέκτες Προσθήκης Απομάστευσης

Οι πολυπλέκτες προσθήκης απομάστευσης χρησιμοποιούνται σε δίκτυα στα οποία προστίθενται ή αφαιρούνται απο τον κόμβο κάποια συγκεκριμένα μήκη κύματος, χωρίς να επηρεάζεται η ακεραιότητα των υπόλοιπων. Πολυπλέκτες προσθήκης απομάστευσης κατασκευάζονται με την χρήση οπτικών μεταγωγέων οι οποίοι τοποθετούνται ανάμεσα σε ένα ζεύγος πολυπλέκτη αποπολυπλέκτη. Έτσι, ο αποπολυπλέκτης ξεχωρίζει το WDM σήμα σε ξεχωριστά κανάλια, οι οπτικοί μεταγωγείς προσθέτουν, αφαιρούν ή μεταγάγουν συγκεκριμένα κανάλια ενώ οι πολυπλέκτες συνδυάζουν τα κανάλια μαζί και τα στέλνουν πίσω στην οπτική ίνα. Αν απαιτείται η αποπολυπλεξία

ενος καναλιού και η δρομολόγηση του σε ξεχωριστή πύλη απο τα υπόλοιπα, τότε μπορούν να αξιοποιηθούν τα φίλτρα προσθήκης-απομάστευσης, στα οποία δεν χρειάζεται να γίνει αποπολυπλεξία όλων των καναλιών.

Η ιδιότητα των φραγμάτων Bragg να επιτρέπουν την διέλευση σε συγκεκριμένο μήκος κύματος, μπορεί να φανεί ιδιαίτερα χρήσιμη για την δημιουργία οπτικών φίλτρων προσθήκης απομάστευσης. Αυτό επιτυγχάνεται προσθέτοντας 2 φραγματα Bragg στους βραχίονες ενός MZ συμβολόμετρου το οποίο κατασκευάζεται με την χρήση 2 συζευκτών 3-dB. Έστω ότι το WDM σήμα εισέρχεται στην πύλη 1 του συζεύκτη εισόδου, το κανάλι του οποίου το μήκος κύματος λ βρίσκεται στην ζώνη φραγής των δυο φραγμάτων Bragg, ανακλάται πίσω και εξέρχεται απο την πύλη 2 ενώ τα υπόλοιπα κανάλια δεν επηρεάζονται και εξέρχονται επιτυχώς απο την πύλη 1 του συζεύκτη εξόδου. Τέλος, όπως αναφέρθηκε παραπάνω, τα φράγματα Bragg, μπορούν να χρησιμοποιηθούν μαζί με οπτικούς κυκλοφορητές για την δημιουργία φίλτρων προσθήκης-απομάστευσης. Στην απλούστερη μορφή του, δηλαδή θεωρώντας ότι χρησιμοποιείται φράγμα του οποίου το κάθε άκρο συνδέεται με κυκλοφορητή 3 πυλών, το κανάλι το οποίο ανακλάται απο το φράγμα, εμφανίζεται σε μια αχρησιμοποίητη πύλη στην είσοδο του κυκλοφορητή (drop). Έπειτα, το ίδιο μήκος κύματος μπορεί να προστεθεί, εκτοξεύοντας το σε μια πύλη στην έξοδο του κυκλοφορητή (add). Έστω ότι σε ένα απλο σενάριο χρησιμοποιείται κυκλοφορητής 6 πυλών όπου ανάμεσα στις 2 και 5 εισάγεται Bragg grating και στην πύλη 1 εισάγονται 4 μήκη κύματος $\lambda_1 \dots \lambda_4$ απο τα οποία το 2ο ικανοποιεί την συνθήκη Bragg. Τα μήκη κύματος εξέρχονται απο την πύλη 2 και διαδίδονται μέσα απο το φράγμα Bragg απο όπου το κανάλι στο μήκος κύματος λ_2 γίνεται drop, αφού ανακλάται και εμφανίζεται στην επόμενη πύλη (3) ενώ τα υπόλοιπα εμφανίζονται στο άλλο ακρο του φραγατος (πύλη 5). Για την λειτουργία της προσθήκης, αρκεί το μήκος κύματος λ_2 να προστεθεί απο την 4 [3].

2.4.6. Λοιπές παθητικές διατάξεις

Στην παράγραφο αυτή θα αναλυθούν διάφορες παθητικές διατάξεις οι οποίες αναφέρθηκαν στις παραπάνω παραγράφους ως στοιχεία συσκευών που χρησιμοποιούνται στα WDM συστήματα, όπως για παράδειγμα τα φράγματα περίθλασης και τα φράγματα Bragg, οι οπτικοί απομονωτές, συζεύκτες αλλά και οι κυκλοφορητές.

Φράγματα Περίθλασης

Στην προηγούμενη παράγραφο έγινε μια επεξήγηση της βασικής λειτουργίας των gratings. Όπως προαναφέρθηκε, τα φράγματα περίθλασης είναι οπτικές συσκευές οι οποίες ξεχωρίζουν χωρικά τα διάφορα μήκη κύματος τα οποία περιέχονται σε μια δέσμη φωτός. Οι συσκευές αποτελούνται απο διάφορα στοιχεία διάθλασης όπως στενές παράλληλες σχισμές οι οποίες χωρίζονται απο αποστάσεις της τάξεως των μηκών κύματος του φωτός. Αυτα τα στοιχεία περίθλασης μπορούν να είναι είτε ανακλαστικά είτε στοιχεία εκπομπής, σχηματίζοντας φράγματα ανάκλασης ή εκπομπής. Σε αντίθεση με τα φράγματα Bragg τα οποία λειτουργούν σειριακά, αφού τοποθετούνται στις οπτι-

κές ίνες, στα φράγματα περίθλασης ο διαχωρισμός και ο συνδυασμός μηκών κύματος συμβαίνουν παράλληλα.

Τα φράγματα ανάκλασης αποτελούνται από παράλληλες σχισμές τοποθετημένες πάνω σε μια ανακλαστική επιφάνεια. Κατα συνέπεια, το φώς θα ανακλαστεί από το φράγμα με κάποια γωνία, η οποία εξαρτάται από το μήκος κύματος και έτσι το φώς που ανακλάται απλώνεται σε ένα φάσμα συχνοτήτων. Για πυκνά συστήματα WDM, η απόσταση μεταξύ των σχισμών επιλέγεται ίση και έτσι, κάθε μήκος κύματος θα ανακλάται σε ελαφρώς διαφορετική γωνία. Έπειτα, μπορούν να τοποθετηθούν οπτικές ίνες σε κάθε μια από τις θέσεις στις οποίες εστιάζεται το φώς που αντανακλάται, διαχωρίζοντας έτσι τα ξεχωριστά μήκη κύματος σε ξεχωριστές οπτικές ίνες. Τα φράγματα περίθλασης λειτουργούν έχουν την εξής ανάστροφη λειτουργία: μπορούν να εισαχθούν πολλά μήκη κύματος εισόδου σε μια οπτική ίνα εξόδου.

Τα φράγματα εκπομπής δημιουργούνται μεταβάλλοντας τον δείκτη διάθλασης του φράγματος, έτσι ώστε όταν διαδίδονται πολλά κανάλια σε διαφορετικά μήκη κύματος, το κάθε κανάλι θα εμφανίζεται σε ελαφρώς διαφορετική γωνία από τα υπόλοιπα. Τα φράγματα εκπομπής χαρακτηρίζονται από τον συντελεστή Q ο οποίος δίνεται από [1]:

$$Q = \frac{2\pi\lambda d}{n_g \Lambda^2 \cos \alpha} \quad (2.54)$$

Όπου λ είναι το μήκος κύματος, d το πάχος του φράγματος, n_g ο δείκτης διάθλασης, Λ η περίοδος του φράγματος και α η γωνία πρόσπτωσης.

Φράγματα Bragg

Τα Bragg είναι άλλο ένα είδος φράγματος το οποίο ενσωματώνεται στην οπτική ίνα και χρησιμοποιείται για τον διαχωρισμό ενός μήκους κύματος το οποίο ανήκει σε ένα στενά διατεταγμένο φάσμα συχνοτήτων ή μηκών κύματος αντίστοιχα σε συστήματα πυκνού WDM. Πρόκειται για συσκευές οι οποίες παρομοιάζονται με φίλτρα στενής ζώνης τα οποία αντανακλούν τα μήκη κύματος με τα οποία έχουν αντιστοιχία φάσης ενώ επιτρέπουν την διέλευση στα υπόλοιπα.

Τα φράγματα Bragg κατασκευάζονται από οπτική ίνα πρόσμιξης γερμάνιου η οποία παρουσιάζει μεγάλη φωτοευαισθησία σε υπεριώδης ακτινοβολία και έτσι, μπορεί κάποιος να μεταβάλει τον δείκτη διάθλασης του πυρήνα εκθέτοντας τον σε υπεριώδη ακτινοβολία ($\approx 244\text{nm}$). Η έκθεση του πυρήνα προκαλεί αύξηση του δείκτη διάθλασης του πυρήνα της ίνας, δημιουργώντας μια σταθερή διαμόρφωση του δείκτη σύμφωνα με το μοτίβο έκθεσης. Δηλαδή, ο δείκτης διάθλασης θα αυξηθεί στις περιοχές υψηλής έντασης ενώ δεν θα μεταβληθεί για τις περιοχές μηδενικής έντασης. Σε κάθε περιοδική μεταβολή του δείκτη διάθλασης ανακλάται μια μικρή ποσότητα φωτός ενώ η μέγιστη ανακλαστικότητα επιτυγχάνεται για ένα συγκεκριμένο μήκος κύματος όταν η περίοδος του φράγματος ισούται ακριβώς με το μισό μήκος κύματος εισόδου. Αυτή η συνθήκη ονομάζεται συνθήκη Bragg ενώ το μήκος κύματος στο οποίο επιτυγχάνεται μέγιστη ανακλαστικότητα ονομάζεται μήκος κύματος Bragg λ_{Bragg} , το οποίο δίνεται από τον τύπο [1]:

$$\lambda_{Bragg} = 2\Lambda n_{eff} \quad (2.55)$$

Συνεπώς, τα σήματα στα μήκη κύματος διάφορα του λ_{Bragg} , στα οποία δεν υπάρχει αντιστοιχία φάσης, διαδίδονται στο εσωτερικό του φράγματος με αμελητέα εξασθένηση. Μόνο τα μήκη κύματος τα οποία ικανοποιούν την συνθήκη Bragg επηρεάζονται και ανακλώνται προς τα πίσω.

Το κεντρικό μήκος κύματος της ανακλώμενης συνιστώσας ικανοποιεί τη παραπάνω συνθήκη Bragg στην οποία n_{eff} ο δείκτης διάθλασης, και Λ η περίοδος του φράγματος. Λόγω της εξάρτησης των παραμέτρων του δείκτη διάθλασης και της περιόδου από την θερμοκρασία και την παραμόρφωση, το μήκος κύματος της ανακλώμενης συνιστώσας μεταβάλλεται επίσης ως συνάρτηση των παραπάνω φαινομένων. Η παραπάνω ιδιότητα, μπορεί να αξιοποιηθεί για την δημιουργία αισθητήρων θερμοκρασίας -η τάσης αντίστοιχα-, επεκτείνοντας έτσι την χρήση των φραγμάτων Bragg πέρα από τον τομέα των τηλεπικοινωνιών.

Συζεύκτες

Οι συζεύκτες πρόκειται για αμιγώς οπτικές διατάξεις οι οποίες χρησιμοποιούνται για τον διαχωρισμό και τον συνδυασμό/συγκερασμό των δεσμών φωτός. Για την κατασκευή τους, χρησιμοποιούνται οπτικές ίνες ή οπτικοί κυματοδηγοί δημιουργούνται από πολυμερή όπως νιοβικό λίθιο ($LiNbO_3$), φωσφίδιο ινδίου (InP), διοξειδίο του πυριτίου (SiO_2) κ.α.

Κυρία λειτουργία τους, αποτελεί η σύζευξη του φωτός που προέρχεται από 2 ή περισσότερες οπτικές εισόδους από το μέρος του πομπού και ο διαμοιρασμός τους μεταξύ των εξόδων που βρίσκονται προς το μέρος του δέκτη. Στη γενική περίπτωση, ο διαχωρισμός είναι ισόποσος για όλα τα μήκη κύματος έτσι ώστε κάθε μια από τις N πύλες εξόδου να λαμβάνει το $1/N$ της ισχύος που εισέρχεται στη συσκευή. Στην περίπτωση ισόποσου διαμοιρασμού, ο συζεύκτης ονομάζεται συζεύκτης 3dB ή 50/50. Γενικά, βρίσκουν πληθώρα εφαρμογών, όπως για παράδειγμα τον συνδυασμό ή τον διαχωρισμό σημάτων σε ένα δίκτυο, για τη δημιουργία $N \times N$ συζεύκτη αστέρα, για την εξαγωγή μικρού ποσού ισχύος σε ένα δίκτυο που μπορεί να χρησιμοποιείται για την παρακολούθηση των σημάτων που το διατρέχουν, για την υλοποίηση συμβολομέτρων ή ως δομικά στοιχεία σε πιο σύνθετες δομές, όπως αποπολυπλέκτες, διαμορφωτές, κ.α [5].

Ο συζεύκτης χαρακτηρίζεται από το ποσοστό ισχύος που συζεύγνυται από κάθε είσοδο σε κάθε έξοδο, θεωρώντας λοιπόν ότι δεν εισάγει επιπρόσθετες απώλειες, η μεταφορά ισχύος περιγράφεται από [5]:

$$\begin{bmatrix} E_{out,1} \\ E_{out,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-a} & j\sqrt{a} \\ j\sqrt{a} & -\sqrt{1-a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{in,1} \\ E_{in,2} \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

Όπου a είναι ο λόγος σύζευξης και εξαρτάται από το μήκος σύζευξης.

Οπτικοί Απομονωτές

Οι οπτικοί απομονωτές είναι συσκευές που επιτρέπουν την διέλευση του φωτός μόνο προς μια κατεύθυνση. Στην απλούστερη μορφή τους, επηρεάζονται από την πόλωση του σήματος εισόδου ενώ παρουσιάζουν απώλειες της τάξης των 3-dB όταν γίνεται είσοδος μη πολωμένου φωτός, καθώς δεν επιτρέπει την διέλευση του μισού σήματος εισόδου. Όταν δεν λαμβάνεται υπόψη η πό-

λωση, τότε ο σχεδιασμός είναι πιο πολύπλοκος και αποτελείται από δύο πολωτές και έναν στροφέα Faraday ο οποίος τοποθετείται μεταξύ τους [1]. Οι πολωτές ως διατάξεις, επιτρέπουν την διέλευση του φωτός που ευθυγραμμίζεται με τον πολωτικό του άξονα και αποκόπτει τις ορθογώνιες συνιστώσες. Ο πολωτής στην είσοδο επιβάλλει στροφή Faraday κατά 45° ενώ ο πολωτής στην έξοδο προσανατολίζεται στις 45° . Ο στροφέας Faraday, στρέφει την πόλωση κατά 45° ανεξάρτητα από την κατεύθυνση διάδοσης. Κύρια λειτουργία του πρώτου πολωτή είναι να επιτρέπει την διέλευση μόνο του φωτός το οποίο προσανατολίζεται με αυτόν. Έπειτα, λόγω του στροφέα, η πόλωση στρέφεται κατά 45° και ευθυγραμμίζεται με τον άξονα του δεύτερου πολωτή από όπου και εξέρχεται από την συσκευή του απομονωτή [5].

Η χρήση τους είναι απαραίτητη σε πολλές περιπτώσεις για την αποφυγή ανακλάσεων ή διασποράς του φωτός από το να διαδίδεται προς την αντίθετη κατεύθυνση. Μια κοινή χρήση ενός απομονωτή είναι σε πομπό laser όπου χρησιμοποιείται ώστε να αποτρέψει το εκπεμπόμενο φως από το να εισέλθει πίσω στην πηγή και να προκαλέσει αστάθεια στην οπτική έξοδο [1]. Επίσης, όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, οι απομονωτές χρησιμοποιούνται και στους οπτικούς ενισχυτές με σκοπό να εμποδίζουν οποιαδήποτε ανακλαση του φωτός πίσω στον ενισχυτή και να μειώσουν την απόδοσή του.

Οπτικοί κυκλοφορητές

Οι οπτικοί κυκλοφορητές είναι συσκευές που αποτελούνται από πολλαπλές πύλες και κύρια λειτουργία τους είναι να διαδίδουν το φως από πύλη σε πύλη αλλά μόνο προς μια κατεύθυνση. Όπως περιγράφηκε παραπάνω, χρησιμοποιούνται για την υλοποίηση οπτικών αποπολυπλεκτών ή πολυπλεκτών/φίλτρων προσθήκης απομάστευσης. Η λειτουργία τους είναι παρόμοια με των οπτικών απομονωτών αλλά η κατασκευή τους είναι πιο περίπλοκη διαδικασία. Τυπικές κατασκευές αποτελούνται από 3 ή 4 πύλες ενώ η περίπτωση συμμετρικού κυκλοφορητή 4 πυλών (4 πύλες εισόδου-4 πύλες εξόδου) είναι πιο δύσκολη στην κατασκευή [1]. Έτσι, συνήθως συναντάται κυκλοφορητής 4 πυλών ο οποίος αποτελείται από 3 πύλες εισόδου-εξόδου ενώ συνήθως η 1η πύλη επιλέγεται ως πύλη εισόδου αποκλειστικά ενώ η τελευταία επιτρέπει μόνο έξοδο.

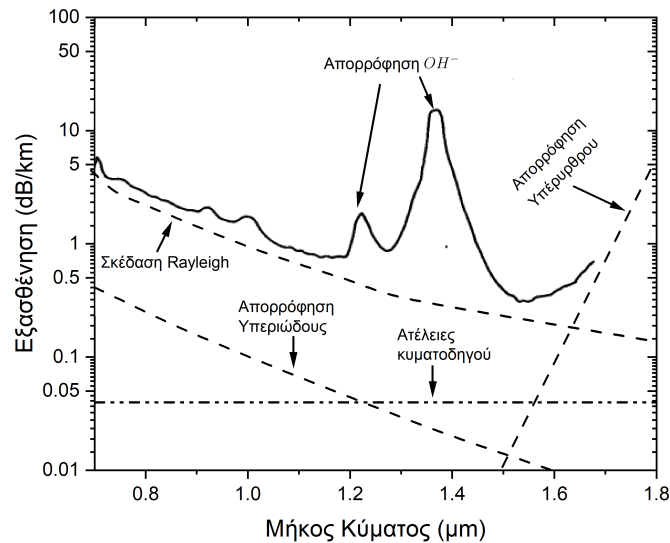
3. Οπτική Ίνα και Επιδράσεις

Σύνοψη

Στο προηγούμενο κεφάλαιο έγινε μια σύντομη εισαγωγή στα συστήματα οπτικών επικοινωνιών, κατα την οποία παρουσιάστηκαν συνοπτικά τα σύμφωνα και IMDD συστήματα, η πολυπλεξία διαίρεσης μήκους κύματος ενώ τέλος παρουσιάστηκαν οι βασικές οπτικές συσκευές που χρησιμοποιούνται για την υλοποίησή τους. Ωστόσο, παραλήφθηκε οποιαδήποτε αναφορά στις απώλειες του σήματος κατά την διάδοση του στο οπτικό κανάλι. Πιο συγκεκριμένα, παρόλο που η οπτική ίνα αποτελεί το πλέον αξιόπιστο μέσο, αντιμετωπίζει κάποια φαινόμενα που πρέπει να αντισταθμιστούν προκειμένου να αυξηθεί η μέγιστη απόσταση διάδοσης καθώς και η χωρητικότητα του συστήματος.

Συνοπτικά, σημαντικό παράγοντα αποτελεί η εξασθένηση που υπόκειται το φως κατά την διάδοση του στην οπτική ίνα. Η εξασθένηση, οφείλεται στην απορρόφηση του υλικού κατασκευής της οπτικής ίνας, στη σκέδαση Rayleigh καθώς και στις ατέλειες του κυματοδηγού. Επίσης, εξαρτάται από το μήκος κύματος του διαδιδόμενου φωτός ενώ παρουσιάζει χαμηλές τιμές στην O-Band (1310nm) καθώς και στην C-Band (1550nm). Εκτός της εξασθένησης και ιδιαίτερα σε υψηλότερα συστήματα μεγάλων αποστάσεων εμφανίζεται το φαινόμενο της χρωματικής διασποράς, κατά το οποίο διαφορετικές συνιστώσες του διαδιδόμενου σήματος διαδίδονται με διαφορετική ταχύτητα και φτάνουν στον δέκτη σε διαφορετικούς χρόνους. Κατά συνέπεια, προκαλείται διαπλάτυνση των παλμών του σήματος το οποίο συνεπάγεται με αλληλοπαρεμβολή συμβόλων. Ένα άλλο σημαντικό φαινόμενο αποτελεί η διασπορά τρόπων πόλωσης η οποία σχετίζεται με την διπλοθλαστικότητα της οπτικής ίνας και προκαλεί αντίστοιχα διαπλάτυνση του παλμού. Τα φαινόμενα τα οποία αναφέρθηκαν έως τώρα αποτελούν τα γραμμικά φαινόμενα τα οποία αντιμετωπίζονται με μέσα επεξεργασίας σήματος στον δέκτη, ωστόσο, δεν μπορούν να παραληφθούν τα μη γραμμικά φαινόμενα τα οποία εμφανίζονται κυρίως σε σύμφωνα συστήματα WDM τα οποία χρησιμοποιούν σχήματα διαμόρφωσης πολλαπλών επιπέδων. Τα μη γραμμικά φαινόμενα χωρίζονται σε δύο κατηγορίες, η πρώτη κατηγορία αφορά εκείνα που προέρχονται από ελαστική σκέδαση του διαδιδόμενου κύματος στο μέσο ενώ στην δεύτερη κατηγορία ανήκουν εκείνα που προκύπτουν από ανελαστική σκέδαση.

Σε αυτό το κεφάλαιο, θα παρουσιαστούν με περισσότερες λεπτομέρειες τα παραπάνω φαινόμενα που διέπουν την διάδοση του φωτός στο εσωτερικό της οπτικής ίνας, ξεκινώντας από το φαινόμενο της εξασθένησης.



Εικόνα 11. Η ολική εξασθένιση καθώς και οι συνιστώσες που συμβαλλουν σε αυτή σε συνάρτηση μήκους κύματος, επεξεργασία από [3, 19]

3.1. Εξασθένιση στην Οπτική Ίνα

Η εξασθένιση ισχύος του σήματος όταν αυτό διαδίδεται μέσω της οπτικής ίνας δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$P_{out} = P_{in}e^{-\alpha L} \quad (3.1)$$

Όπου το α είναι ο συντελεστής εξασθένισης P_{out} , P_{in} η ισχύς εξόδου και εισόδου αντίστοιχα και τέλος L η απόσταση σε μονάδες km. Για την απλούστευση των υπολογισμών, συνήθως γίνεται μετατροπή σε κλίμακα dB με τον εξής τρόπο: για αριθμό X , η τιμή του σε dB υπολογίζεται ως εξής $X_{db} = 10 \log_{10}(X)$. Έτσι, στην περίπτωση απωλειών λόγω διάδοσης ισχύει ότι :

$$10 \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) = -\alpha_{dB} L \quad (3.2)$$

Τελικά, ο συντελεστής α εκφράζεται σε μονάδες dB/km μέσω της σχέσης:

$$\alpha (db/km) = -\frac{10}{L} \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \approx 4.343\alpha \quad (3.3)$$

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, η εξασθένιση εξαρτάται από το μήκος κύματος του διαδιδόμενου φωτός ενώ παρατηρούνται δυο περιοχές χαμηλής εξασθένισης, η O-Band και η C-Band, με την δεύτερη να παρουσιάζει χαμηλότερη τιμή $\alpha_{db} = 0.2$ dB/km σε σχέση με την πρώτη που παρουσιάζει περίπου $\alpha_{db} = 0.5$ dB/km [3].

Όπως προκύπτει από την Εικόνα 9, η εξασθένιση είναι μεγαλύτερη για μικρότερα μήκη κύματος ενώ ξεπερνά τα 5 dB/km στο ορατό φάσμα και σε μήκη κύματος τα οποία ξεπερνούν τα 1800nm. Επίσης, γίνεται αντιληπτό ότι υπάρχουν διάφοροι παραγοντες που ευθύνονται για την

εξασθένηση με τους σημαντικότερους να αποτελεί η απορρόφηση του υλικού καθώς και η σκέδαση Rayleigh.

3.1.1. Απορρόφηση Υλικού

Οι απώλειες λόγω απορρόφησης υλικού χωρίζονται σε δύο κατηγορίες, η πρώτη κατηγορία αποτελείται από τις απώλειες λόγω απορρόφησης του υλικού από το οποίο κατασκευάζονται οι οπτικές ίνες (εσωτερική/ενδογενής απορρόφηση) ενώ η δεύτερη σχετίζεται με τις απώλειες που προκύπτουν λόγω ατελειών που εμφανίζονται εντός του SiO_2 (εξωτερικές/εξωγενής απορρόφηση). Για οπτικές ίνες διοξειδίου του πυριτίου (SiO_2), όταν προσπέσουν στο μέσο φωτόνια στην UV περιοχή ($\lambda < 0.4\mu m$), μέρος τους καταναλώνεται και προκαλεί ηλεκτρονικές μεταπτώσεις ενώ αντίστοιχα, φωτόνια στην IR περιοχή ($\lambda > 7\mu m$) διεγείρουν μοριακές δονήσεις.

Η εξωγενής απορρόφηση εμφανίζονται λόγω ύπαρξης ατελειών εντός της οπτικής ίνας. Σημαντικό παράγοντα αποτελεί ο σωστός τρόπος επεξεργασίας του διοξειδίου του πυριτίου ώστε να μην εμφανίζονται προσμίξεις. Προσμίξεις μετάλλων όπως Fe, Cu, Co, Ni, Mn και Cr οδηγούν σε απορρόφηση περιοχή μηκών κύματος 0,6-1,6 μm . Ωστόσο, σημαντικότερο παράγοντα αποτελεί η ύπαρξη υδρατμών οι οποίοι παγιδεύονται κατά την διαδικασία κατασκευής της οπτικής ίνας και έτσι σχηματίζονται ιόντα OH^- τα οποία απορροφούν στα μήκη κύματος 1.39, 1.24, και 0.95 μm [3]. Για την αντιμετώπιση αυτού του φαινομένου, χρησιμοποιείται οπτική ίνα στην οποία η συσσώρευση OH^- έχει μειωθεί τόσο πολύ ώστε η κορυφή απορρόφησης OH^- που φαίνεται και στην [Εικόνα 9](#) εξαφανίζεται.

3.1.2. Σκέδαση Rayleigh

Η σκέδαση Rayleigh είναι ένας θεμελιώδης παράγοντας απωλειών που προκύπτει από διακυμάνσεις στην πυκνότητα, ή αλλιώς, στις διάφορες μικροσκοπικές ανομοιογένειες που εμφανίζονται στο SiO_2 κατά την κατασκευή της οπτικής ίνας. Πιο συγκεκριμένα. Τα μόρια του πυριτίου κινούνται τυχαία κατά την κατάσταση τήξης και παγώνουν στην θέση τους κατά την κατασκευή των ινών [3]. Αυτό, οδηγεί σε τυχαίες διακυμάνσεις του δείκτη διάθλασης σε κλίμακα μικρότερη από το μήκος κύματος. Οι απώλειες είναι ανάλογες του $1/\lambda^4$, υποδικνύοντας ότι στα μικρότερα μήκη κύματος οι απώλειες λόγω σκέδασης Rayleigh είναι μεγαλύτερες και έτσι, το ποσό του φωτός που κυματοδηγείται εξασθενεί περισσότερο.

3.1.3. Ατέλειες κυματοδηγού

Μια ιδανική μονότροπη οπτική ίνα με τέλεια κυκλική διατομή δεν επηρεάζει το οπτικό σήμα κατά την διάδοση του από το εσωτερικό της. Πρακτικά, ατέλειες στην διεπαφή μεταξύ του πυρήνα και του μανδύα μπορούν να συνεισφέρουν αρνητικά στις συνολικές απώλειες. Εκτός από αυτό, υπάρχουν και οι απώλειες λόγω κάμψης της οπτικής ίνας που προκύπτουν κατά την εγκατάσταση της ζεύξης. Υπενθυμίζεται ότι για να γίνει πλήρης εσωτερική ανάκλαση της δέσμης φωτός, πρέπει η γωνία πρόσκρουσης να είναι μεγαλύτερη της κρίσιμης γωνίας. Αντιθέτως, όταν υπάρ-

χουν κάμψεις της οπτικής ίνας, η γωνία πρόσκρουσης είναι μικρότερη της κρίσιμης γωνίας. Κατα συνέπεια, η δέσμη φωτός διαφέυγει απο την οπτική ίνα, ή με άλλα λόγια, ενα μέρος της ενέργειας του τρόπου διάδοσης διαχέεται στον μανδύα. Αλλη μια πηγή απώλειας -κυρίως για ενσύρματες οπτικές επικοινωνίες- σχετίζεται με τις τυχαίες αξονικές παραμορφώσεις που εμφανίζονται κατά την καλωδίωση, όταν η επιφάνεια εγκατάστασης της οπτικής ίνας δεν είναι τελείως λεία [3]. Τέλος, απώλειες προστίθενται και απο τους ενδιάμεσους συνδετήρες που ενώνουν τμήματα οπτικών ιών καθώς και απο τις συγκολλήσεις των διαφορετικών τμημάτων οπτικής ίνας.

3.2. Φαινόμενα Διασποράς

Τα φαινόμενα της διασποράς στις οπτικές ίνες μπορούν να περιορίσουν σημαντικά τους ρυθμούς μετάδοσης καθώς και τις αποστάσεις που μπορούν να πετύχουν τα συστήματα επικοινωνίας ενώ παρατηρούνται δύο κυρίαρχα είδη, η χρωματική διασπορά και η διασπορά τρόπων πόλωσης. Σε αυτή τη παράγραφο θα παρουσιαστούν συνοπτικά αυτά τα δύο φαινόμενα, ξεκινώντας με την χρωματική διασπορά.

3.2.1. Χρωματική Διασπορά

Όπως έχει αναφερθεί παραπάνω, η χρωματική διασπορά οδηγεί σε διαπλάτυνση των παλμών καθώς διαφορετικές συνιστώσες του παλμού διαδίδονται με διαφορετικές ταχύτητες ομάδας, το φαινόμενο της χρωματικής διασποράς ονομάζεται και ως διασπορά ταχύτητας ομάδας (GVD).

Μια φασματική συνιστώσα στην συχνότητα ω κατα την διάδοση της μέσω οπτικής ίνας μήκους L , θα φτάσει στον δέκτη με μια καθυστέρηση που ισούται με τον λόγο απόστασης L προς την ταχύτητα ομάδας v_g η οποία υπολογίζεται απο τον τύπο [3]:

$$v_g = \left(\frac{d\beta}{d\omega} \right)^{-1} \quad (3.4)$$

Τελικά προκύπτει πως

$$v_g = \frac{c}{n_g} \quad (3.5)$$

Όπου n_g είναι ο δείκτης διάθλασης ομάδας και δίνεται απο την σχέση [3]:

$$n_g = n + \omega \left(\frac{dn}{d\omega} \right) \quad (3.6)$$

Όπως φαίνεται απο την παραπάνω σχέση, η εξάρτηση του δείκτη διάθλασης απο την συχνότητα είναι που οδηγεί σε διαπλάτυνση παλμού. Εάν $\Delta\omega$ είναι το πλάτος του παλμού, τότε η έκταση κατα την οποία διευρύνεται ο παλμός δίνεται απο τον τύπο [3]:

$$\Delta T = L\beta_2\Delta\omega \quad (3.7)$$

Όπου β_2 είναι η παράμετρος διασποράς ταχύτητας ομάδας και πρόκειται για την δεύτερη παράγωγο της σταθεράς διάδοσης. Αντικαθιστώντας στην παραπάνω σχέση το $\Delta\omega$ με την απόσταση μεταξύ των μηκών κύματος $\Delta\lambda$ και παραγωγίζοντας την $\omega = 2\pi c/\lambda$ ως προς λ προκύπτει:

$$\omega = 2\pi c/L \Rightarrow \Delta\omega = \frac{-2\pi c}{\lambda^2} \Delta\lambda \quad (3.8)$$

Τελικά η σχέση 3.7 μπορεί να γραφεί ως:

$$\Delta T = DL\Delta\lambda \quad (3.9)$$

Όπου D είναι η παράμετρος χρωματικής διασποράς και συνδέεται με την παράμετρο GVD απο την σχέση:

$$D = -\left(\frac{2\pi c}{\lambda^2}\right)\beta_2 \quad (3.10)$$

Η εξάρτηση της παραμέτρου χρωματικής διασποράς απο το μήκος κύματος διέπεται απο την εξάρτηση του δείκτη διάθλασης απο την συχνότητα, η παράμετρος D μπορεί να γραφεί και ως [3]:

$$D = -\frac{2\pi}{\lambda^2} \left(2 \frac{dn}{d\omega} + \omega \frac{d^2n}{d\omega^2} \right) \quad (3.11)$$

Όπου ο πρώτος όρος περιγράφει την διασπορά υλικού ενώ ο δεύτερος την διασπορά κυματοδηγού.

Διασπορά Υλικού

Η διασπορά υλικού εμφανίζεται λόγω της εξάρτησης του δείκτη διάθλασης απο την κυκλική συχνότητα ω . Για την προσέγγιση του δείκτη διάθλασης μπορεί να χρησιμοποιηθεί η εξίσωση Sellmeier [3]:

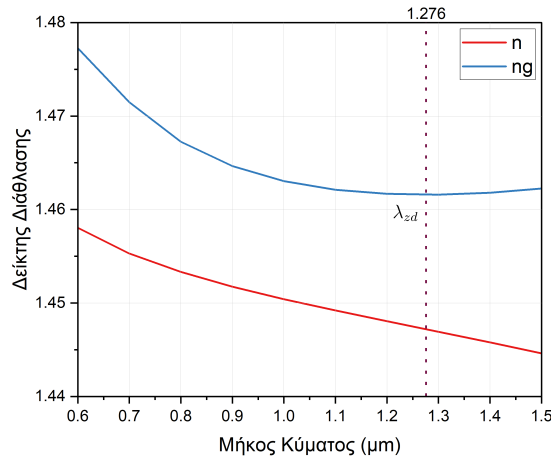
$$n^2(\omega) = 1 + \sum_{j=1}^M \left(\frac{B_j \omega_j^2}{\omega_j^2 - \omega^2} \right) \quad (3.12)$$

Όπως περιγράφεται και στο [Παράρτημα I](#) χρησιμοποιείται η εξίσωση Sellmeier με την μορφή [10]:

$$n^2(\lambda) = A + \frac{B_1 \lambda^2}{\lambda^2 - C_1} + \frac{B_2 \lambda^2}{\lambda^2 - C_2} \quad (3.13)$$

Η μεταβολή του δείκτη διάθλασης και του δείκτη διάθλασης ομάδας συναρτήσει του μήκους κύματος που προκύπτει απο τις αριθμητικές προσομοιώσεις που περιγράφονται στο [Παράρτημα I](#) φαίνονται στην [Εικόνα 10](#). Η διασπορά υλικού σχετίζεται με την κλίση του δείκτη διάθλασης ομάδας [3] και όπως φαίνεται απο την κάθετη γραμμή, ο όρος $\frac{dn}{d\lambda}$ μηδενίζεται όταν $\lambda = 1.276 \mu\text{m}$.

Το μήκος κύματος στο οποίο μηδενίζεται η διασπορά ονομάζεται μήκος κύματος μηδενικής διασποράς ή λ_{ZD} . Επίσης, απο το διάγραμμα προκύπτει οτι η διασπορά υλικού λαμβάνει αρνητικές τιμές για μήκη κύματος μικρότερα του λ_{ZD} (καθεστώς ομαλής διασποράς) ενώ λαμβάνει θετικές τιμές για μήκη κύματος μεγαλύτερα του λ_{ZD} (καθεστώς μη ομαλής διασποράς) [3].



Εικόνα 12. Μεταβολή του δείκτη διάθλασης και του δείκτη διάθλασης ομάδας συναρτήσει του μήκους κύματος

Διασπορά Κυματοδηγού

Η διασπορά κυματοδηγού επηρεάζεται από την παράμετρο V της οπτικής ίνας και εμφανίζεται καθώς ένα μέρος της ενέργειας του φωτός διαδίδεται στον πυρήνα και ένα άλλο στον μανδύα. Επιπρόσθετα, λαμβάνει μόνο αρνητικές τιμές σε όλο το φάσμα το οποίο αφορά τις τηλεπικοινωνίες (1.1-1.6μm) συγκριτικά με την διασπορά υλικού η οποία είναι αρνητική για μηκη κύματος μικρότερα του λ_{ZD} και θετική για εκείνα που το ξεπερνούν. Η διασπορά κυματοδηγού ευθυνεται για την μεταφορά του λ_{ZD} κατα 30-40 nm δηλαδή από την τιμή 1.276 μm σε 1.31 μm (1310 nm).

Λόγω της εξάρτησης της διασποράς κυματοδηγού από παραμέτρους της οπτικής ίνας όπως η διάμετρος του πυρήνα, δίνεται δυνατότητα να σχεδιαστούν ειδικοί τύποι οπτικής ίνας στους οποίους το μήκος κύματος μηδενικής διασποράς τοποθετείται στα 1550nm, αυτές οι οπτικές ίνες ονομάζονται ίνες μετατοπισμένης διασποράς. Εκτός από αυτό, με την επεξεργασία του κυματοδηγού δίνεται η δυνατότητα δημιουργίας οπτικών ίνων που η διασπορα λαμβάνει χαμηλές τιμές σε ένα εύρος μηκών κύματος. Τέλος, υπάρχουν και οι οπτικές ίνες αντιστάθμισης διασποράς στις οποίες η διασπορα ταχυτητας ομάδας λαμβάνει υψηλές τιμες και χρησιμοποιούνται για την αντιμετώπιση του φαινομένου της χρωματικής διασποράς καθώς η κλίση διασποράς έχει αντίθετο πρόσημο από αυτή της τυπικής μονότροπης ίνας [3].

3.2.2. Διασπορά Τρόπων Πόλωσης

Η χρωματική διασπορά είναι ένα από τα δύο βασικότερα φαινόμενα διασποράς τα οποία προκαλούν διαπλάτυνση του οπτικού παλμού κατά την διάδοση του στο μέσο. Το δεύτερο φαινόμενο ονομάζεται διασπορά τρόπων πόλωσης και σχετίζεται με την τη διπλοθλαστικότητα της ίνας.

Οι μονότροπες οπτικές ίνες στην πραγματικότητα υποστηρίζουν δύο τρόπους διάδοσης κάθετα πολωμένους μεταξύ τους οι οποίοι διεγείρονται όταν εισαχθεί το κύμα στην οπτική ίνα. Σε μια ιδι-

νική οπτική ίνα, απολυτα κυλινδρικής συμμετρίας, αυτοι οι τρόποι διαδίδονται με την ίδια σταθερά διάδοσης και καταφθάνουν στον δέκτη την ίδια χρονική στιγμή. Ωστόσο, στην πραγματικότητα οι οπτικές ίνες δεν έχουν απόλυτα κυκλική διατομή λόγω διάφορων ατελειών που προκύπτουν κατα την διάρκεια κατασκευής τους. Επιπρόσθετα, οι οπτικές ίνες κάμπτονται, συγκολλούνται, εκτίθενται σε διαφορετικές θερμοκρασίες κ.λ.π και έτσι, αναπτύσσονται μικρές διαταραχές στην γεωμετρία της διατομής της οπτικής ίνας.

Κατα συνέπεια, οι σταθερές διάδοσης των αξόνων x, y μεταβάλλονται και αυτο έχει ως αποτέλεσμα την διάδοση των τρόπων με διαφορετική ταχύτητα ομάδας (differential group delay, DGD). Το παραπάνω φαινόμενο ονομάζεται διπλοθλαστικότητα και σχετίζεται με την διαφορά των δεικτών διάθλασης των δύο πολωτικών αξόνων. Στις οπτικές ίνες όπου η τιμή της διπλοθλαστικότητας είναι σταθερή, τότε η διαπλάτυνση του παλμού μπορεί να εκτιμηθεί απο την χρονική καθυστέρηση ΔT μεταξύ των δύο πολωτικών αξόνων ως εξής [3]:

$$\Delta T = \left| \frac{L}{v_{gx}} - \frac{L}{v_{gy}} \right| = L(\beta_{1x} - \beta_{1y}) = L(\Delta\beta_1) \quad (3.14)$$

Όπου τα x, y χρησιμοποιούνται για τους 2 πολωμένους τρόπους ενώ $\Delta\beta_1$ είναι η διαφορά στις ταχύτητες ομάδας μεταξύ των δύο πολώσεων. Λύνοντας την παραπάνω σχέση ως προς $\Delta\beta_1$ προκύπτει ότι:

$$\Delta\beta_1 = \frac{\Delta T}{L} \quad (3.15)$$

Η ποσότητα $\frac{\Delta T}{L}$ ονομάζεται παράμετρος DGD και για οπτικές ίνες διατήρησης πόλωσης (PMF) η παράμετρος αυτη λαμβάνει υψηλές τιμές ($\approx 1\text{ns/km}$).

Στις οπτικές ίνες διατήρησης πόλωσης, χρειάζεται η διέγερση ενός απο τους δύο άξονες ετσι ώστε να διατηρηθεί η πόλωση κατα μήκος της ίνας. Αυτο οφείλεται στην υψηλή τιμή της παραμέτρου DGD η οποία είναι ανάλογη της διπλοθλαστικότητας. Αντιθέτως, στις μονότροπες οπτικές ίνες (SMF) η διπλοθλαστικότητα μεταβάλλεται τυχαία κατα μήκος της οπτικής ίνας και αυτο έχει ως αποτέλεσμα την τυχαία μεταβολή της πολωτικής κατάστασης του φωτός κατα την διάδοση. Σε περίπτωση που διαδίδονται οπτικοί παλμοί, τότε η κάθε φασματική συνιστώσα έχει διαφορετική κατάσταση πόλωσης [3]. Συμπερασματικά, το φαινόμενο της διασποράς πόλωσης οφείλεται στις τυχαίες μεταβολές της διπλοθλαστικότητας το οποίο οδηγεί σε αλλοίωση των παλμών λόγω της διαφοράς φάσης μεταξύ των δύο πολωτικών συνιστώσεων.

Η διαδικασία ανάλυσης της διασποράς πόλωσης είναι πιο περίπλοκη λόγω της τυχαίας μεταβολής της διπλοθλαστικότητας κατα μήκος της οπτικής ίνας. Η ανάλυση προσεγγίζεται ως εξής: η οπτική ίνα διαιρείται σε μικρά τμήματα στα οποία η διπλοθλαστικότητα θεωρείται σταθερή ενώ μεταβάλλεται τυχαία μεταξύ των τμημάτων. Η διάδοση της κάθε φασματικής συνιστώσας του οπτικού παλμού κυβερνάται απο έναν σύνθετο πίνακα Jones που προκύπτει πολλαπλασιάζοντας τους επιμέρους πίνακες Jones του κάθε τμήματος οπτικής ίνας. Ο πίνακας Jones αποδεικνύει οτι δεν υφίστανται διαχωρισμός μεταξύ βραχύ και ταχύ άξονα όπως στις ίνες PMF αλλα υπάρχουν δύο πολωτικοί άξονες. Έτσι, όταν ένα σήμα είναι πολωμένο σε ένα πολωτικό άξονα, η πολωτική του κατάσταση είναι ανεξάρτητη της συχνότητας ω σε πρώτο βαθμό. Αντίθετα, ένας παλμός ο

οποίος δεν είναι πολωμένος σε έναν από τους άξονες, χωρίζεται σε δύο διαφορετικά τμήματα που διαδίδονται σε διαφορετικές ταχύτητες [3].

Η διαπλάτυνση του παλμού λόγω της διασποράς χαρακτηρίζεται από την RMS τιμή του ΔT η οποία υπολογίζεται στατιστικά. Η RMS τιμή του συντελεστή εξαρτάται από την απόσταση και υπολογίζεται από τον παρακάτω τύπο [3]:

$$\Delta T_{RMS}^2(z) = 2\Delta\beta_1^2 l_c^2 \left[e^{-\left(\frac{z}{l_c}\right)} + \frac{z}{l_c} - 1 \right] \quad (3.16)$$

Όπου l_c είναι το μήκος του κάθε τμήματος κατά το οποίο θεωρείται η διπλοθλαστικότητα σταθερή και τις δύο συνιστώσες συσχετισμένες. Για μικρές αποστάσεις $z \ll l_c$, η διπλοθλαστικότητα είναι σταθερή και ίση $\Delta T_{RMS}(z) = (\Delta\beta_1)z$. Εάν $z > 1 \text{ km}$ μια προσέγγιση της διαπλάτυνσης του παλμού λαμβάνεται χρησιμοποιώντας $z \gg l_c$, για οπτική ίνα μήκους L , η προσέγγιση δίνεται από την σχέση [3]:

$$\Delta T_{RMS}(z) = (\Delta\beta_1) \sqrt{2l_c L} \equiv D_p \sqrt{z} \quad (3.17)$$

Όπου D_p είναι ο συντελεστής διασποράς τρόπων πόλωσης (PMD) και λαμβάνει τιμές από 0.01 έως και $10 \text{ ps/km}^{1/2}$. Οι πρώτες οπτικές ίνες που εγκαταστάθηκαν είχαν υψηλές τιμές του συντελεστή διασποράς τρόπων πόλωσης. Αντιθέτως, οι σύγχρονες οπτικές ίνες σχεδιάζονται έτσι ώστε να έχουν χαμηλό συντελεστή PMD συνήθως μικρότερο από $0.1 \text{ ps/km}^{1/2}$.

Η PMD υποβαθμίζει τις επιδόσεις υψίρρυθμων συστημάτων σε συνδυασμό με την χρωματική διασπορά αλλά η διαπλάτυνση που προκαλεί είναι μικρότερη από αυτή που προκαλείται από την χρωματική διασπορά λόγω της εξάρτησης της από \sqrt{L} . Συμπερασματικά, η διασπορά τρόπων πόλωσης θεωρείται επιβλαβής για υψίρρυθμα συστήματα μεγάλων αποστάσεων ενώ η επίδραση της μπορεί να αγνοηθεί σε συστήματα με $\Delta T_{RMS} \approx 1 \text{ ps}$ για αποστάσεις $\approx 100 \text{ km}$ και για παλμούς με πλάτος $> 10 \text{ ps}$ [3].

3.3. Μη-Γραμμικά Φαινόμενα

Μέχρι τώρα, έχει γίνει αναφορά στα γραμμικά φαινόμενα τα οποία μαστίζουν την οπτική ίνα τα οποία στα σύμφωνα συστήματα επικοινωνιών αντιμετωπίζονται με επεξεργασία σήματος καθώς διατηρείται φασική πληροφορία μετά την ανίχνευση. Τα μη γραμμικά φαινόμενα αποτελούν την δεύτερη μεγάλη κατηγορία απωλειών και είναι κατά κύριο λόγο επιβλαβής για τα διαδιδόμενα σήματα αλλά έχουν και εφαρμογή σε προβλήματα μη γραμμικής επεξεργασίας σήματος με οπτικό τρόπο.

Όπως προαναφέρθηκε, τα μη γραμμικά φαινόμενα χωρίζονται σε δύο κατηγορίες, εκείνα που προέρχονται από την ελαστική σκέδαση και σε αυτά που είναι προϊόν ανελαστικής σκέδασης. Στην πρώτη κατηγορία, δεν ανταλλάσσεται ενέργεια μεταξύ των φωτονίων του διαδιδόμενου κύματος και των μορίων του μέσου και οφείλεται στην εξάρτηση του δείκτη διάθλασης του μέσου από την οπτική ισχύ [5]. Σε αυτή τη κατηγορία ανήκουν η σκέδαση Rayleigh που αναλύθηκε παραπάνω καθώς και η αυτοδιαμόρφωση φάσης, η ετεροδιαμόρφωση φάσης και η μίξη τεσσάρων κυμάτων. Στην δεύτερη κατηγορία φαινομένων υπάρχει μεταφορά ενέργειας από τα φωτόνια του διαδιδόμε-

μενου κύματος σε φωνόνια του μέσου και έτσι, προκύπτουν φωτόνια μικρότερης συχνότητας. Τα δύο βασικότερα φαινόμενα που αφορούν τις οπτικές επικοινωνίες είναι η εξαναγκασμένη σκέδαση Raman στην οποία συμμετέχουν οπτικά φωνόνια και η εξαναγκασμένη σκέδαση Brillouin στην οποία συμμετέχουν ακουστικά φωνόνια [3].

3.3.1. Φαινόμενα Ανελαστικής Σκέδασης

Η αρχή λειτουργίας των φαινομένων ανελαστικής σκέδασης σχετίζεται με την μεταφορά ενέργειας απο φωτόνια του διαδιδόμενου κύματος κατα την προσπτώση τους στα μόρια του μέσου, μεταφέροντας ένα μέρος της ενέργειας τους σε φωνόνιο του μέσου ενώ η υπόλοιπη ενέργεια μεταφέρεται σε φωτόνιο μικρότερης συχνότητας.

Εξαναγκασμένη Σκέδαση Raman

Στη εξαναγκασμένη σκέδαση Raman, γίνεται αλληλεπίδραση μεταξύ των διαδιδόμενων φωτονίων και των μορίων του μέσου, μέσω μοριακών ταλαντώσεων του διηλεκτρικού. Πιο συγκεκριμένα, όταν ένα φωτόνιο με ενέργεια $\hbar\omega_p$ προσπίπτει σε μόριο του μέσου με συχνότητα δόνησης ν_m , μετατρέπεται σε φωτόνιο χαμηλότερης συχνότητας και ενέργειας $\hbar\omega_s$ ενώ το μόριο μεταπίπτει σε διεγερμένη κατάσταση [2]. Επειδή το οπτικό σήμα που εισάγεται στην ίνα προκαλεί αυτές τις αλληλεπιδράσεις μεταξύ των φωτονίων, ονομάζεται κύμα άντλησης καθώς είναι αυτο που παρέχει ενέργεια στο νέο κύμα [1].

Το νέο μήκος κύματος που προκύπτει απο την διαδικασία SRS είναι μεγαλύτερο απο αυτο του προσπίπτοντος φωτός (μεχρι και 125nm), ενώ αν στο νέο μήκος κύματος υπάρχει παρουσία άλλου σήματος, το φως που προκύπτει θα ενισχύσει το σήμα ενώ ταυτόχρονα εξασθενεί το σήμα το οποίο βρίσκεται στο μήκος κύματος άντλησης [1]. Αξίζει να σημειωθεί οτι η σκέδαση Raman δεν έχει κάποια κατεύθυνση αλλα είναι φαινόμενο πανκατευθυντικό, έτσι, η πηγή άντλησης μπορεί να τοποθετηθεί αντίθετα απο την κατεύθυνση διάδοσης των μεταδιδόμενων κυμάτων. Αυτό, γιατί τα σήματα εξασθενούν κατα την διάδοση τους στο μέσο και έχουν ανάγκη να ενισχυθούν στο τέλος της διαδρομής, λιγο πριν φτάσουν στον δέκτη και όχι στην αρχή, οπου ακόμα δεν έχουν εξασθενήσει. Το εύρος ζώνης απολαβής είναι της τάξης των THz με κορυφαίο παράθυρο απολαβής τα 13 THz που όπως προαναφέρθηκε είναι περίπου 100nm απο το διαδιδόμενο μήκος κύματος [5].

Το κατώφλι SRS ορίζεται ως η απαιτούμενη προσπίπτουσα ισχύς στην οποία ή μισή ισχύς του κύματος άντλησης μεταφέρεται στο νέο κύμα στην έξοδο της ίνας και υπολογίζεται απο τον παρακάτω τύπο [3]:

$$P_{th} = \frac{16\alpha(\pi\omega^2)}{g_R} \quad (3.18)$$

Όπου α είναι οι απώλειες λόγω εξασθένησης, g_R είναι η μέγιστη τιμή απολαβής Raman, ενώ ο συντελεστής $\pi\omega^2 = A_{eff}$ είναι η ενεργός διατομή της ίνας [5].

Η σκέδαση Raman μπορεί να περιορίσει την απόδοση των πολυκάναλων οπτικών συστημάτων WDM λόγω της μεταφοράς ενέργειας απο κανάλια σε μικρότερα μήκη κύματος σε γειτονικά κανάλια μεγαλύτερου μήκους κύματος. Για παράδειγμα, σε ένα συστημα WDM το πρώτο κανάλι

που βρίσκεται στο χαμηλότερο μήκος κύματος θα επηρεαστεί περισσότερο καθώς η ισχύς το μεταφέρεται σε όλα τα υπόλοιπα κανάλια τα οποία βρίσκονται σε υψηλότερα μήκη κύματος. Λόγω της πανκατευθυντικής φύσης του φαινομένου, το παραπάνω μπορεί να συμβεί και στις δύο κατευθύνσεις της ίνας [5].

Εξαναγκασμένη Σκέδαση Brillouin

Η εξαναγκασμένη σκέδαση Brillouin μπορεί να εμφανιστεί στις οπτικές ίνες για ισχύ εισόδου πολύ μικρότερη από την ισχύ που απαιτεί η σκέδαση Raman. Κατά την διαδικασία SBS, το νέο φωτόνιο οδεύει προς την αντίθετη κατεύθυνση από αυτή του φωτονίου εισόδου (οπισθοσκέδαση) και μεταφέρει το μεγαλύτερο μέρος της ισχύος στην είσοδο, αφού όμως ξεπεραστεί το κατώφλι Brillouin [2].

Πιο συγκεκριμένα, η διαδικασία SBS μπορεί να περιγραφεί ως η μη γραμμική αλληλεπίδραση μεταξύ του κύματος άντλησης, του κύματος που προκύπτει από την διαδικασία (Stokes field) καθώς και ενός ακουστικού κύματος το οποίο προκαλεί μεταβολές στον δείκτη διάθλασης [2]. Η αλλαγή του δείκτη διάθλασης είναι που προκαλεί την οπισθοσκέδαση η οποία οδηγεί σε ενίσχυση του οπισθοσκεδασμένου φωτός εις βάρος των σημάτων που διαδίδονται στην εμπρόσθια κατεύθυνση, γεγονός που οδηγεί σε απώλειες της ισχύος του διαδιδόμενου σήματος. Η συχνότητα του οπισθοσκεδασμένου φωτός σε μήκος κύματος λ δίνεται από [1]:

$$u_B = \frac{2nV_s}{\lambda} \quad (3.19)$$

Όπου n ο δείκτης διάθλασης και V_s η ταχύτητα του ήχου στο υλικό. Στην C-Band, η παραπάνω αλληλεπίδραση λαμβάνει χώρα σε ένα πολύ στενο εύρος ζώνης Brillouin $\Delta\nu_B = 20\text{MHz}$ και για $V_s = 5760\text{m/s}$ η μετατόπιση συχνότητας είναι περίπου 11 GHz [1, 5].

Το φαινόμενο SBS περιορίζεται σε ένα μόνο κανάλι στα συστήματα WDM και δεν προκαλεί διακαναλικές παρεμβολές καθώς η μετατόπιση συχνότητας που προκαλείται είναι πολύ μικρότερη από την απόσταση μεταξύ των καναλιών [3]. Επίσης οι επιδράσεις του φαινομένου SBS συσσωρεύονται ξεχωριστά για καθένα από τα κανάλια και κατά συνέπεια, εμφανίζονται στο ίδιο επίπεδο ισχύος σε κάθε κανάλι WDM, όπως δηλαδή συμβαίνει και στα μονοκάναλα συστήματα. Γενικά, το φαινόμενο SBS είναι επιβλαβές για τα συστήματα όταν το πλάτος του οπισθοσκεδασμένου κύματος είναι στα ίδια επίπεδα με την ισχύ του σήματος. Ωστόσο, επειδή τα περισσότερα συστήματα μεγάλων αποστάσεων χρησιμοποιούν ενισχυτές κατά μήκος της οπτικής ίνας οι οποίοι όπως προαναφέρθηκε, περιέχουν απομονωτές για να αποτρέψουν την είσοδο οπισθοσκεδασμένων σημάτων στον ενισχυτή, οι απώλειες λόγω SBS περιορίζονται σε αυτές που συμβαίνουν στα διαστήματα μεταξύ των ενισχυτών [1].

Όπως και στην εξαναγκασμένη σκέδαση Raman, έτσι και η σκέδαση Brillouin έχει ένα κατώφλι ισχύος το οποίο αν ξεπεραστεί, είναι επιβλαβές για τα οπτικά συστήματα. Η τιμή του κατωφλιού μπορεί να προσεγγιστεί με τον παρακάτω τύπο [1]:

$$P_{th} \approx \frac{21A_{eff}b}{g_b L_{eff}} \left(1 + \frac{\Delta\nu_{source}}{\Delta\nu_b} \right) \quad (3.20)$$

Όπου A_{eff} η ενεργός διατομή, $\Delta_{\nu_{source}}$ το εύρος ζώνης του σήματος, η τιμή του συντελεστή b κυμαίνεται μεταξύ του 1 και 2, ανάλογα με τις σχετικές πολώσεις του κύματος άντλησης καθώς και του κύματος που προκύπτει ενώ g_b είναι ο συντελεστής κέρδους Brillouin ο οποίος είναι περίπου 410^{-11} mW. Τέλος, το ενεργό μήκος L_{eff} εκφράζει την εξασθένηση της ισχύος κατα μήκος της οπτικής ίνας, ή με άλλα λόγια, εκφράζει το γεγονός ότι η οπτική ισχύς φθίνει εκθετικά με την απόσταση. Έτσι, για οπτική ίνα μήκους L εν απουσία οπτικών ενισχυτών, το ενεργό μήκος υπολογίζεται απο την σχέση [1]:

$$L_{eff} = \frac{1 - e^{-\alpha L}}{\alpha} \quad (3.21)$$

Είναι σημαντικό να τονιστεί ότι πριν το κατώφλι SBS, η η μεταδιδόμενη ισχύς αυξάνεται γραμμικά και κατα συνέπεια, η επίδραση του φαινομένου SBS είναι αμελητέα για χαμηλά επίπεδα ισχύος εισόδου αλλά αυξάνεται ραγδαία όσο αυξάνεται το επίπεδο οπτικής ισχύος [1].

Μόλις η ισχύς εισόδου φτάσει το κατώφλι SBS, η διαδικασία SBS γίνεται μη γραμμική και το σήμα εξασθενεί όλο και περισσότερο καθώς αυξάνεται η ισχύς του. Όταν πλέον ξεπεραστεί το κατώφλι, το ποσοστό εξασθένησης του σήματος συνεχίζει να αυξάνεται όσο αυξάνεται η ισχύς του σήματος μέχρι να επιτευχθεί το όριο SBS [1]. Πάνω απο το οριο αυτο, το μεγαλύτερο ποσοστό του φωτός σκεδάζεται προς τα πίσω κατά μήκος της ίνας λόγω του φαινομένου SBS [3].

3.3.2. Φαινόμενα Ελαστικής Σκέδασης

Όπως αναφέρθηκε και στην εισαγωγική παράγραφο, στα φαινόμενα ελαστικής σκέδασης, δεν ανταλλάσσεται ενέργεια μεταξύ των φωτονίων το διαδιδόμενου κύματος και των μορίων του μέσου και τα φαινόμενα περιγράφονται απο την εξάρτηση του δείκτη διάθλασης απο την ένταση του διαδιδόμενου κύματος. Πιο συγκεκριμένα, όλα τα υλικά παρουσιάζουν μη γραμμική συμπεριφορά όταν εκτίθενται σε υψηλές εντάσεις και ως αποτέλεσμα αυξάνεται και ο δείκτης διάθλασης λόγω της υψηλής έντασης χάρη στο φαινόμενο Kerr. Έτσι, για να συμπεριληφθεί το φαινόμενο Kerr, ο δείκτης διάθλασης γράφεται ως [3]:

$$n'_j = n_j + \bar{n}_2 \left(\frac{P}{A_{eff}} \right) \quad (3.22)$$

Όπου ο συντελεστής \bar{n}_2 είναι ο συντελεστής Kerr, A_{eff} η ενεργός διατομή και P η οπτική ισχύς. Η τιμή του συντελεστή Kerr εξαρτάται απο τις προσμίξεις του πυρήνα και λαμβάνει την τιμή 2.610^{-20} m²/W για οπτική ίνα SiO₂. Λόγω της χαμηλής τιμής, η αλλαγή στον δείκτη διάθλασης δεν είναι μεγάλη αλλά επηρεάζει τα συστήματα μεγάλων αποστάσεων μέσω των φαινομένων της αυτοδιαμόρφωσης φάσης (self phase modulation, SPM) και ετεροδιαμόρφωσης φάσης (cross phase modulation, XPM) που θα αναλυθούν παρακάτω [3]. Εκτος απο αυτα, το φαινόμενο Kerr ευθύνεται και για την μίξη τεσσάρων κυμάτων (four wave mixing, FWM) ενώ σε συνδυασμό με την XPM είναι επιβλαβή όταν περισσότερα του ενός μήκους κύματος διαδίδονται στην οπτική ίνα -συστήματα WDM- ενώ η αυτοδιαμόρφωση φάσης εμφανίζεται ακομα και σε μονοκάναλα συστήματα.

Αυτοδιαμόρφωση Φάσης

Το φαινόμενο αυτοδιαμόρφωσης φάσης αναφέρεται στην διαμόρφωση φάσης που υπόκειται το σήμα λόγω της εξάρτησης του δείκτη διάθλασης από την δική του οπτική ισχύ [5]. Πιο συγκεκριμένα, σε μονοκάναλα συστήματα η SPM μετατρέπει τις διακυμάνσεις ισχύος σε διακυμάνσεις φάσης του ίδιου μεταδιδόμενου κύματος [1]. Βασικό είναι να σημειωθεί πως αυτό που αλλάζει είναι η σταθερά διάδοσης η οποία εξαρτάται από την ισχύ και η μεταβολή της φαίνεται στον παρακάτω τύπο [3]:

$$\beta' = \beta + \gamma \cdot P \quad (3.23)$$

Ο συντελεστής μη γραμμικότητας γ δίνεται από τον τύπο :

$$\gamma = \frac{2\pi n_2}{\lambda A_{eff}} \quad (3.24)$$

Όπου A_{eff} η ενεργός διατομή και λ το μήκος κύματος. Η τιμή του συντελεστή λαμβάνει τιμές από 1 έως $5 \text{ W}^{-1} \text{ km}^{-1}$ ενώ εξαρτάται από τον τύπο της οπτικής ίνας καθώς και το μήκος κύματος. Η μεταβολή συχνότητας $\Delta\omega$ που προκύπτει λόγω του φαινομένου SPM δίνεται από [1]:

$$\Delta\omega = \gamma L_{eff} \frac{dP_{in}(t)}{dt} \quad (3.25)$$

Όπου L_{eff} το ενεργό μήκος που αναφέρθηκε παραπάνω ενώ ο λόγος $\frac{dP_{in}(t)}{dt}$ είναι ο ρυθμός μεταβολής της ισχύος ως προς τον χρόνο, δηλαδή δείχνει το πώς μεταβάλλεται η ισχύς ως προς το πεδίο του χρόνου και κατά συνέπεια, η παραπάνω σχέση δείχνει ότι η μεταβολή της συχνότητας συμβαίνει όταν η ισχύς του σήματος μεταβάλλεται με τον χρόνο και δεν είναι σταθερή.

Σε ένα μέσο του οποίου ο δείκτης διάθλασης εξαρτάται από την ένταση του κύματος, ένα χρονικά μεταβαλλόμενο σήμα θα επηρεάσει τον δείκτη διάθλασης ο οποίος θα γίνει με την σειρά του χρονικά μεταβαλλόμενος [1]. Κατά συνέπεια, θα αποκτήσει διαφορετικές τιμές ανάλογα με τα επίπεδα ισχύος του σήματος, η με άλλα λόγια, θα είναι μεγαλύτερος στην κορυφή του παλμού απ' ότι στην άκρη του. Για παράδειγμα, σε περίπτωση Gaussian παλμού, τότε για τιμές μικρότερες του 0, η κλίση είναι θετική και έτσι $\frac{dn}{dt} > 0$ ενώ για τιμές μεγαλύτερες του 0, η κλίση είναι αρνητική και έτσι $\frac{dn}{dt} < 0$

Αυτή η αλλαγή στον δείκτη διάθλασης θα επιφέρει αλλαγή στην φάση και κατά συνέπεια, η στιγμιαία οπτική συχνότητα διαφέρει από την αρχική της τιμή. Δηλαδή, επειδή οι διακυμάνσεις της φάσης εξαρτώνται από την ένταση, το κάθε τμήμα του παλμού υφίστανται διαφορετική μετατόπιση φάσης. Έτσι, σε αναλογία με τον Gaussian παλμού που αναφέρθηκε πάνω, η ανερχόμενη ακμή του υφίστανται μετατόπιση συχνότητας προς χαμηλότερες τιμές (αρα μεγαλύτερα μήκη κύματος) ενώ αντίθετα, το ακρο του παλμού μετατοπίζεται σε υψηλότερες συχνότητες (ή μικρότερα μήκη κύματος) [1].

Ετεροδιαμόρφωση Φάσης

Η ετεροδιαμόρφωση φάσης είναι άλλο ένα μη γραμμικό φαινόμενο το οποίο οφείλεται στην εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από την ισχύ και παρουσιάζει ομοιότητες με την αυτοδιαμόρ-

φωση φάσης. Εμφανίζεται όταν δύο η περισσότερα μήκη κύματος διαδίδονται ταυτόχρονα στην οπτική ίνα όπως συμβαίνει στα συστήματα WDM. Όπως στο φαινόμενο SPM, η μη γραμμικότητα του δείκτη διάθλασης μετατρέπει τις διακυμάνσεις της έντασης σε ένα συγκεκριμένο κανάλι σε διακυμάνσεις φάσης στα γειτονικά κανάλια [1]. Εκτός από αυτό, ο δείκτης διάθλασης δεν επηρεάζεται μόνο από την δική του οπτική ισχύ αλλά και από τις διακυμάνσεις ισχύος των γειτονικών καναλιών, ενώ ενισχύεται και από το φαινόμενο SPM το οποίο εμφανίζεται αναπόφευκτα εάν εμφανιστεί XPM. Στα WDM συστήματα, η ολική μετατόπιση φάσης για σήμα σε συχνότητα ω_i είναι [1]:

$$\Delta\phi_i = \gamma L_{eff} \left[\frac{dP_i(t)}{dt} + 2 \sum_{j \neq i} \frac{dP_j(t)}{dt} \right] \quad (3.26)$$

Ο πρώτος όρος μέσα στις αγκύλες αντιπροσωπεύει τη συνεισφορά του SPM και ο ο δεύτερος όρος προκύπτει από την XPM. Ο συντελεστής 2 χρησιμοποιείται για να δείξει ότι το βάρος της XPM είναι διπλάσιο από της SPM.

Το φαινόμενο XPM εμφανίζεται μόνο όταν δυο παλμοί αλληλοεπικαλύπτονται. Ωστόσο, λόγω του φαινομένου της διασποράς, οι παλμοί από δυο διαφορετικά κανάλια δεν θα παραμείνουν επικαλυπτόμενοι λόγω διαφορετικής ταχύτητας ομάδας. Εκτός από αυτό, για κανάλια τα οποία βρίσκονται μακριά το ένα από το άλλο η επικάλυψη συμβαίνει για τόσο μικρό χρονικό διάστημα που οι επιδράσεις της XPM θεωρούνται αμελητέες. Αντιθέτως, οι παλμοί που βρίσκονται σε γειτονικά κανάλια επικαλύπτονται για αρκετό χρονικό διάστημα ώστε οι επιδράσεις από το φαινόμενο XPM να συσσωρευθούν [3].

Μίξη Τεσσάρων Κυμάτων

Η μίξη τεσσάρων κυμάτων αποτελεί το τελευταίο βασικό μη γραμμικό φαινόμενο που μαστιάζει τις οπτικές ίνες. Αρχικά, η εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από την ισχύ, βασίζεται στην μη γραμμική επιδεκτικότητα 3ης τάξης $\chi^{(3)}$ από την οποία πηγάζει και το φαινόμενο FWM. Πιο συγκεκριμένα, εάν τρία οπτικά πεδία με φέρουσα συχνότητα ω_1, ω_2 και ω_3 διαδίδονται ταυτόχρονα σε μια οπτική ίνα, τότε λόγω της επιδεκτικότητας τρίτης τάξης, δημιουργείται ένα τέταρτο πεδίο του οποίου η συχνότητα ω_4 μπορεί να εκφραστεί ως συνδυασμός των υπόλοιπων με τον παρακάτω τύπο [3]:

$$\omega_4 = \omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3 \quad (3.27)$$

Ωστόσο, οι περισσότεροι από αυτούς τους συνδυασμούς δεν καλύπτουν τις συνθήκες προσαρμογής φάσης που απαιτούνται. Οι συνδυασμοί της μορφής $\omega_4 = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ αποτελούν πρόβλημα για συστήματα WDM καθώς ικανοποιείται η συνθήκη προσαρμογής φάσης όταν μήκη κύματος του καναλιού τοποθετούνται κοντά στο μήκος κύματος μηδενικής διασποράς.

Η συνθήκη προσαρμογής φάσης προκύπτει από την ανάγκη διατήρησης της ορμής και δίνεται από [3]:

$$\Delta = \beta(\omega_3) + \beta(\omega_4) - \beta(\omega_1) - \beta(\omega_2) \quad (3.28)$$

Η οποία σχετίζεται με την παράμετρο διασποράς ταχύτητα ομάδας β_2 μέσω της σχέσης $\Delta = \beta_2 \Delta_\lambda^2$. Η διαδικασία FWM είναι επιβλαβής για τα συστήματα WDM διότι όταν ικανοποιείται η παραπάνω συνθήκη, η μη γραμμική αλληλεπίδραση των μηκών κύματος οδηγεί στη δημιουργία δικών τους παραγώγων σε μηκη κύματος άλλων σημάτων, τα οποία επιδρούν ως θόρυβος πάνω σε αυτο το σήμα [5]. Όπως φαίνεται από την παραπάνω σχέση, η συνθήκη προσαρμογής φάσης ικανοποιείται πλήρως στην περιοχή μηδενικής διασποράς αφού εκεί η παράμετρος διασποράς ταχύτητας ομάδας $\beta_2 = 0$. Αντίστοιχα, για μικρές τιμές GVD καθώς και για κανάλια τα οποία βρίσκονται κοντά μεταξύ τους, υπάρχει πιθανότητα εμφάνισης του φαινομένου FWM το οποίο θα προκαλέσει μεταφορά ενέργειας από κάθε κανάλι στα γειτονικά του, μειώνοντας την ισχύ κάθε καναλιού και αυξάνοντας τον θόρυβο στα υπόλοιπα.

4. Τεχνικές Αντιστάθμισης Μη-Γραμμικών Φαινομένων

Σύνοψη

Τα μη γραμμικά φαινόμενα, όπως περιγράφηκε στην προηγούμενη παράγραφο μπορούν να οδηγήσουν σε διαπλάτυνση παλμών ή διακαναλικές παρεμβολές στην περίπτωση WDM συστημάτων και σε συνδυασμό με τα γραμμικά φαινόμενα, τελικά να περιορίσουν την απόσταση καθώς και τον ρυθμό μετάδοσης. Η εξασθένιση που αποτελεί περιοριστικό παράγοντα για την επίτευξη ζεύξεων μεγάλων αποστάσεων αντιμετωπίζεται κυρίως με την χρήση οπτικών ενισχυτών ή επαναληπτών. Η χρωματική διασπορά, ειδικά για συστήματα υψηλών ρυθμών αντιμετωπίζεται είτε με οπτικές ίνες αντιστάθμισης διασποράς οι οποίες έχουν αντίθετο πρόσημο διασποράς από τις μονότροπες ίνες SMF. Σε περίπτωση σύμφωνης φάρασης, επειδή διατηρείται η φασική πληροφορία του διαδιδόμενου σήματος μετά την ανίχνευση, δίνεται η δυνατότητα αντιστάθμισης των γραμμικών φαινομένων -αυρα και της διασποράς- στο ηλεκτρικό πεδίο με την χρήση ψηφιακής επεξεργασίας σήματος.

Η αντιμετώπιση των μη-γραμμικών φαινομένων είναι δυσκολότερη από ότι των γραμμικών ενώ πριν την ανάπτυξη των συμφωνών συστημάτων πραγματοποιούνταν στο οπτικό πεδίο. Πλέον, δίνεται η δυνατότητα επίλυσης των μη-γραμμικότητων με τεχνικές μη γραμμικής επεξεργασίας σήματος οι οποίες αξιοποιούν μοντέλα μηχανικής μάθησης, με μη γραμμικές διαμορφώσεις καθώς και με την τεχνική σύζευξη φάσης ή όπως αλλιώς συναντάται στην βιβλιογραφία, τεχνική αντιστροφής φάσματος. Σε αυτή την παράγραφο, θα παρουσιαστεί η τεχνική σύζευξης φάσης ή αλλιώς αντιστροφής φάσματος (Optical Phase Conjugation / Midspan Spectral Inversion) οι τεχνικές πιθανολογικής, γεωμετρικής διαμόρφωσης καθώς και η χρήση μοντέλου μηχανικής μάθησης για την αντιμετώπιση των μη-γραμμικών φαινομένων στις οπτικές επικοινωνίες.

4.1. Αντιστροφή Φάσματος - Spectral Inversion

Η τεχνική αντιστροφής φάσματος ή σύζευξης φάσης (OPC) χρησιμοποιήθηκε αρχικά ως μέθοδος αντιμετώπισης του φαινομένου της χρωματικής διασποράς με αμιγώς οπτικό τρόπο. Για την περιγραφή της βασικής αρχής λειτουργίας, θα περιγραφεί η διαδικασία αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς, χωρίς να συμπεριληφθούν οι μη γραμμικότητες ενώ στην συνέχεια, θα συμπεριληφθεί η συμβολή των μη-γραμμικότητων και θα συζητηθεί η αντιμετώπιση τόσο των μη γραμμικών φαινομένων όσο και της διασποράς, ταυτόχρονα.

Η αρχή λειτουργίας περιλαμβάνει την τοποθέτηση μιας αμιγώς οπτικής συσκευής στην μέση της διαδρομής η οποία χρησιμοποιεί το φαινόμενο FWM για να παράξει σήματα που έχουν συζηγητή φάση με το σήμα που εισέρχεται στην είσοδο της διάταξης. Το νέο κύμα το οποίο προκύπτει από το φαινόμενο FWM, διαδίδεται στο υπόλοιπο μισό της ζεύξης και φτάνει στον δέκτη μεταφέροντας την ίδια πληροφορία με το αρχικό σήμα, έχοντας αντισταθμίσει τις απώλειες λόγω διασποράς και

μη γραμμικότητας που συσσωρεύθηκαν στο πρώτο μισό της ζεύξης [5].

Όπως αναλύεται και στην επόμενη παράγραφο, στην έξοδο της διάταξης, οι συνιστώσες του σήματος του νέου κύματος εμφανίζονται με αντίθετες τιμές φάσης αφού το νέο κύμα είναι ανάλογο του μιγαδικού συζυγούς του κύματος εισόδου. Κατά συνέπεια, η ολίσθηση φάσης που θα προκύψει και από τα δύο φαινόμενα (χρωματική διασπορά, μη γραμμικότητα), κατά την διάδοση στο πρώτο μισό της ζεύξης, στην έξοδο της συσκευής εμφανίζεται με αντίθετο πρόσημο. Η διάδοση στο άλλο μισό θα προκαλέσει την ίδια ολίσθηση φάσης με το πρώτο μισό και έτσι αλληλοακυρώνονται με αποτέλεσμα οι φασματικές συνιστώσες να φτάνουν στον δέκτη χωρίς διαφορά φάσης [5]. Σχηματικά, η τεχνική μπορεί να αναπαρασταθεί όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα, με την οπτική διάταξη να τοποθετείται στην μέση της ζεύξης το οποίο αποτελεί και το βασικό μειονέκτημα καθώς δυσκολεύει την εγκατάσταση δυναμικών οπτικών μονοπατιών.



Εικόνα 13. Σχηματική αναπαράσταση αντιστάθμισης διασποράς και μη γραμμικότητας με αντιστροφή φάσματος

4.1.1. Αντιστάθμιση Διασποράς

Όπως θα αναφερθεί στο [Κεφάλαιο 5](#) σχετικά με τις προσομοιώσεις, τα περισσότερα από τα φαινόμενα που αναφέρθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο περιγράφονται πλήρως από την μη γραμμική εξίσωση Schrödinger (NLS) και προκύπτει με την βοήθεια της βασικής ηλεκτρομαγνητικής θεωρίας [5]. Αγνοώντας την επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων καθώς θα προστεθούν στην επόμενη παράγραφο, η NLS εκφράζεται ως [3]:

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

Όπου ο συντελεστής β_3 περιγράφει την διασπορά 3^{ης} τάξης. Υπολογίζοντας τον συζυγή μιγαδικό της παραπάνω εξίσωσης προκύπτει:

$$\frac{\partial A^*}{\partial z} - \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A^*}{\partial t^2} - \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A^*}{\partial t^3} = 0 \quad (4.2)$$

Συνεπώς, η παραπάνω εξίσωση αποδεικνύει πως το πεδίο $A^*(z,t)$ διαδίδεται στην οπτική ίνα με αντίθετο πρόσημο διασποράς ταχύτητας ομάδας και έτσι, εάν το σήμα αντικαθίσταται στην μέση της διαδρομής από ένα νέο σήμα το οποίο αντιστοιχεί στο μιγαδικό συζυγές του διαδιδόμενου σήματος, η διασπορά δεύτερης τάξης που έχει συσσωρευθεί από το πρώτο διάστημα θα αντισταθμίζεται πλήρως στο δεύτερο διάστημα. Από την παραπάνω σχέση προκύπτει επίσης ότι αυτή η τεχνική δεν μπορεί να αντισταθμίσει τα φαινόμενα διασποράς μεγαλύτερου βαθμού.

Θέτοντας την σταθερά β_3 ίση με το μηδέν, το οπτικό πεδίο πριν την συσκευή αντιστροφής

φάσματος σε απόσταση $z = \frac{L}{2}$, η διάδοση του συζητούς μιγαδικού στο υπόλοιπο μισό δίνει:

$$A^*(L, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} A\left(\frac{L}{2}, \omega\right) e^{(\frac{i}{4}\beta_2 L \omega^2 - i\omega t)} d\omega \quad (4.3)$$

Όπου $A\left(\frac{L}{2}, \omega\right) = \mathcal{F}\left\{A^*\left(\frac{L}{2}, t\right)\right\}$ και δίνεται απο την σχέση:

$$A\left(\frac{L}{2}, \omega\right) = A^*(0, -\omega) e^{(-i\omega^2 \beta_2 \frac{L}{4})} \quad (4.4)$$

Έτσι, αντικαθιστώντας στην παραπάνω [σχέση 4.3](#), η εξίσωση μετατρέπεται σε:

$$A^*(L, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} A^*(0, -\omega) e^{(\frac{-i\omega^2 \beta_2 L}{4})} e^{(\frac{i\omega^2 \beta_2 L}{4})} e^{-i\omega t} = A^*(0, t) \quad (4.5)$$

Απο την παραπάνω σχέση, φαίνεται οτι εκτός απο την αντιστροφή της φάσης, οι παλμοί στον δέκτη φτάνουν στην μορφή που ήταν κατα την είσοδο στην οπτική ίνα.

4.1.2. Αντιστάθμιση μη-γραμμικών φαινομένων

Θεωρώντας τις απώλειες λόγω της εξασθένησης αμελητέες, τότε είναι εύκολο να αποδειχθεί ότι η τεχνική OPC μπορεί να αντισταθμίσει ταυτόχρονα την χρωματική διασποράς καθώς και τα μη γραμμικά φαινόμενα. Πιο συγκεκριμένα, για $\alpha = 0$ ισχύει:

$$\frac{\partial A^*}{\partial z} - \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A^*}{\partial t^2} = -i\gamma |A|^2 A^* \quad (4.6)$$

Όπου όπως και στην περίπτωση της διασποράς, το πρόσημο των β_2 (παράμετρος GVD) και γ (συντελεστής μη-γραμμικότητας) αντιστρέφεται μετά απο την διάταξη αντιστροφής φάσματος. Κατα συνέπεια, οι επιδράσεις των δυο φαινομένων αντιστρέφονται στο δεύτερο μισό της ζευξης. Με άλλα λόγια, η διάδοση τους συζητούς μιγαδικού του εισαγόμενου κύματος ισοδυναμεί με την αποστολή του σήματος προς τα πίσω και την άρση των παραμορφώσεων λόγω διασποράς και μη γραμμικότητας [3].

Ωστόσο, εαν συμπεριληφθούν οι απώλειες λόγω εξασθένησης, τότε η αντιστροφή φάσματος χάνει αυτη την ιδιότητα της. Ο λόγος οφείλεται στο γεγονός οτι, λόγω της εξάρτησης του δείκτη διάθλασης απο την ισχύ, το σήμα θα υπόκειται σε μεγαλύτερη μεταβολή φάσης στο πρώτο διάστημα σε σχέση με το δεύτερο και έτσι, η τεχνική αυτη δεν μπορεί να αντισταθμίσει τα μη γραμμικά φαινόμενα. Αν όμως το σήμα ενισχύεται αρκετά συχνά έτσι ωστε να μην υπάρχει ραγδαία μεταβολη της ισχύος μεταξύ των διαστημάτων ενίσχυσης, τα μη γραμμικά φαινόμενα καθώς και τα φαινόμενα διασποράς μπορούν να αντισταθμιστούν επιτυχώς. Αυτο μπορεί να επιτευχθεί με την χρήση ενισχυτών Raman αμφίδρομης άντλησης καθώς έτσι ο συντελεστής $e^{-\alpha z}$ τείνει προς την μονάδα κατα μήκος όλου του διαστήματος ενίσχυσης.

Για την πλήρη αντιστάθμιση των μη γραμμικοτήτων καθώς και της διασποράς, εκτός απο την συχνή ενίσχυση του σήματος, μπορεί να χρησιμοποιηθεί η τεχνική αντιστροφής φάσματος σε συνδυασμό με οπτικές ίνες των οποίων η παράμετρος διασποράς ταχύτητας ομάδας β_2 μειώνεται με την απόσταση. Ο συντελεστής ξ δίνεται απο την σχέση $\xi = \int_0^z p(z) dz$, $b(z) = \frac{\beta_2(z)}{p(z)}$, όπου

$p(z) = e^{-\alpha z}$, β_2 η παράμετρος GVD σε συνάρτηση με την, αντικαθιστώντας ανάλογα στην σχέση 4.6 ισχύει:

$$\frac{\partial B}{\partial \xi} - \frac{i\beta_2}{2} b(\xi) \frac{\partial^2 B}{\partial t^2} = -i\gamma |B|^2 B \quad (4.7)$$

Όπου έχει γίνει αντικατάσταση της αργής περιβάλλουσας $A(z,t)$ σύμφωνα με $A(z,t) = B(z,t)e^{-\alpha z}$. Απο την παραπάνω σχέση προκύπτει πως και τα δυο φαινόμενα αντισταθμίζονται αν $\beta(\xi) = \beta(\xi_L - \xi)$ όπου ξ_L είναι η τιμή του ξ σε απόσταση L . Η συνθήκη αυτή ικανοποιείται όταν $\beta_2(z) = p(z) = e^{-\alpha z}$. Κατα συνέπεια, αποδικνύεται πως αν χρησιμοποιείται οπτική ίνα της οποίας παράμετρος διασποράς ταχύτητας ομάδας μειώνεται με ρυθμό $e^{-\alpha z}$, η τεχνική μπορεί να αντισταθμίσει και τα δύο φαινόμενα ενώ η τοποθέτηση ενισχυτών κατα μήκος της οπτικής ίνας δεν επηρεάζει τα παραπάνω [3].

4.1.3. Αθροιστική αντιστάθμιση φαινομένων με την χρήση OPC

Η μέχρι τώρα ανάλυση, περιλάμβανε την τοποθέτηση της συσκευής αντιστροφής φάσματος στην μέση της τηλεπικοινωνιακής ζεύξης, πράγμα το οποίο δυσκολεύει την δημιουργία δυναμικών δικτύων [5]. Εκτός απο αυτό, σε ήδη εγκατεστημένες ζεύξεις point-to-point μικρών κυρίως αποστάσεων στις οποίες δεν γίνεται ενίσχυση η αναγέννηση του σήματος, δεν υπάρχει δυνατότητα τοποθέτησης πρόσθετων οπτικών διατάξεων στην μέση [12].

Ένας τρόπος με τον οποίον θα μπορούσε να γίνει αντιστάθμιση των φαινομένων σε ζεύξεις όπως αυτές που περιγράφηκαν στην παραπάνω παράγραφο, είναι με την αντιμετώπιση τους, είτε στον δέκτη πριν την διάδοση, είτε στον πομπό πριν την ανίχνευση [12]. Η διαδικασία περιλαμβάνει την δημιουργία μιας ξεχωριστής μονάδας η οποία δεν αποτελεί μέρος της τηλεπικοινωνιακής ζεύξης και τοποθετείται είτε στην αρχή (πομπός), είτε στο τέλος (δεκτης).

Όταν η μονάδα τοποθετείται στον δέκτη, αποτελείται απο το τμήμα αντιστάθμισης χρωματικής διασποράς, το οποίο χρησιμοποιείται για μορφοποίηση παλμού και αντιστάθμιση του φαινομένου της διασποράς, περιέχει την συσκευή αντιστροφής φάσματος για την αντιστροφή των μη γραμμικοτήτων και τέλος περιέχει τμήμα οπτικής ίνας αντιστάθμισης (συνήθως DCF) για την ακύρωση των μη γραμμικών φαινομένων. Η αρχή λειτουργίας είναι παρόμοια με την μέθοδο που παρουσιάστηκε παραπάνω, με την διαφορά οτι το φαινόμενο της διασποράς έχει αντισταθμιστεί πριν την άφιξη του σήματος στην διάταξη αντιστροφής φάσης. Η τεχνική χρησιμοποιήθηκε για μετάδοση δεδομένων με σχήμα διαμόρφωσης 16QAM, 7 καναλιών WDM σε ρυθμό 16GBaud και σε απόσταση 210 km και είχε παρόμοιες επιδόσεις με τα συμβατικά συστήματα τα οποία χρησιμοποιήθηκαν ως αναφορά [12].

Όταν η μονάδα τοποθετηθεί στην αρχή της ζεύξης μετά απο τον πομπό, πρόκειται για αντιμετώπιση των φαινομένων της διασποράς και της μη-γραμμικότητας πριν την μετάδοση. Σε αυτήν την περίπτωση, το σύστημα το οποίο τοποθετείται αποτελείται απο οπτική ίνα αντισταθμισής διασποράς για την προπαραμόρφωση, το τμήμα αντιστάθμισης χρωματικής διασποράς για την μορφοποίηση του παλμού και τέλος απο την συσκευή αντιστροφής φάσματος. Η ίνα αντισταθμισής διασποράς που χρησιμοποιείται στην αρχή, αντλείται προς τα εμπρός με αντήληση Raman. Το

τμήμα αντιστάθμισης διασποράς σχεδιάζεται έτσι ώστε να αντισταθμίζεται πλήρως η διασπορά που προκύπτει λόγω της ίνας DCF και τέλος ακολουθεί η συσκευή αντιστροφής φάσματος. Αριθμητικές προσομοιώσεις έδειξαν πως η συγκεκριμένη διάταξη μπορεί να προσφέρει κέρδος έως και 4 dB στο SNR για WDM σύστημα παρόμοιο με το παραπάνω [12].

Συνεπώς, η παραπάνω τεχνική μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την αντιστάθμιση τόσο των φαινομένων διασποράς όσο και μη-γραμμικότητας με αθροιστικό τρόπο, είτε στην αρχή της ζεύξης είτε στον τέλος, χωρίς να χρειάζεται να γίνει τοποθέτηση της συσκευής αντιστροφής φάσματος ακριβώς στο κέντρο ενώ θα μπορούσε να αναβαθμίσει τα ήδη υπάρχοντα συστήματα, στα οποία η πρόσβαση στο κέντρο της ζεύξης είναι δύσκολη.

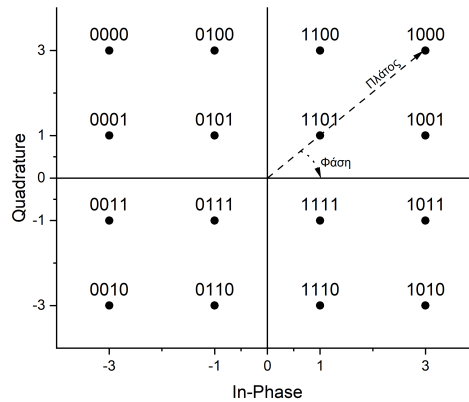
4.2. Τεχνικές Μη-Γραμμικής Διαμόρφωσης

Στα σύμφωνα συστήματα, δίνεται η δυνατότητα υλοποίησης σχημάτων διαμόρφωσης πολλαπλών επιπέδων τα οποία περιλαμβάνουν πληροφορία τόσο για την φάση, όσο και το πλάτος. Ομοιόμορφα σχήματα διαμόρφωσης φάσης πλάτους όπως τα 8QAM, 16QAM, 32QAM τα οποία βρίσκουν ευρεία εφαρμογή στα σύγχρονα οπτικά συστήματα. Τα σχήματα διαμόρφωσης QAM παρουσιάζουν ασυμπτωτικά μια απόκλιση της συνολικής χωρητικότητας από το όριο Shannon κατά περίπου 1.53 dB το οποίο μπορεί να μειωθεί εάν το σχήμα διαμόρφωσης ακολουθεί Gaussian κατανομή [20]. Ένας τρόπος με τον οποίον μπορεί να προσεγγιστεί το όριο Shannon είναι μέσω της κωδικοποίησης και της διαμόρφωσης. Η πρώτη προσπαθεί να μεγιστοποιήσει την απόσταση μεταξύ των διανυσμάτων και προσφέρει κέρδος έως και 10 dB για BER 10^{-15} . Η διαμόρφωση γίνεται για την ελαχιστοποίηση της μέσης ενέργειας συμβόλου ενώ το κέρδος για διαμόρφωση QAM περιορίζεται -όπως προαναφέρθηκε- στα περίπου 1.53 dB [7, 20]. Υπάρχουν δύο τεχνικές μη γραμμικής διαμόρφωσης, η γεωμετρική διαμόρφωση (Geometric Constellation Shaping - GCS) και η πιθανολογική διαμόρφωση (Probabilistic Constellation Shaping - PCS), στην πρώτη, η θέση των σημείων διαμορφώνεται έτσι ώστε να προσεγγίζει μια Gaussian κατανομή. Στην πιθανολογική διαμόρφωση, διαμορφώνεται η πιθανότητα εμφάνισης των σημείων αστερισμού και όχι οι θέσεις τους για να προσεγγίσει αντίστοιχα Gaussian κατανομή. Αντίθετα με τις παραπάνω τεχνικές, στη συμβατική διαμόρφωση QAM, όλα τα σημεία αστερισμού τοποθετούνται σε ομοιόμορφο καρτεσιανό πλέγμα και αποστέλλονται με ίση πιθανότητα.

Για την αντιμετώπιση των μη-γραμμικοτήτων, η παραπάνω ιδιότητα ελαχιστοποίησης της μέσης ενέργειας συμβόλου εμφανίζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον. Αυτό, γιατί όπως αναλύθηκε στο κεφάλαιο σχετικά με τις απώλειες, η μια κατηγορία μη γραμμικών φαινομένων οφείλεται στην εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από την οπτική ισχύ και έτσι, θεωρητικά καθώς όπως θα επαληθευθεί και με αριθμητικές προσομοιώσεις, μειώνοντας την μέση ισχύ συμβόλου, μειώνονται έως ένα βαθμό και οι επιδράσεις των μη-γραμμικών φαινομένων.

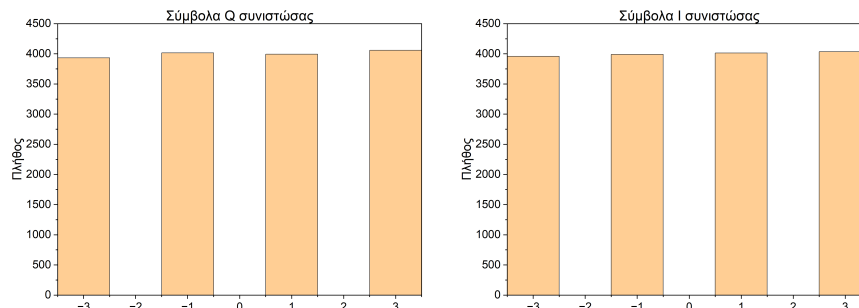
4.2.1. Συμβατική Διαμόρφωση QAM

Το βασικό πλεονέκτημα των σύμφωνων συστημάτων έναντι των συστημάτων IMDD είναι ότι δεν χάνεται πληροφορία σχετικά με την φάση του σήματος έπειτα από την ανίχνευση και έτσι, εκτός από την δυνατότητα επεξεργασίας του σήματος και την άρση των γραμμικών φαινομένων με ψηφιακά μέσα, δίνεται η δυνατότητα υλοποίησης πιο πολύπλοκων σχημάτων διαμόρφωσης τα οποία θα αυξήσουν την συνολική φασματική απόδοση του συστήματος.

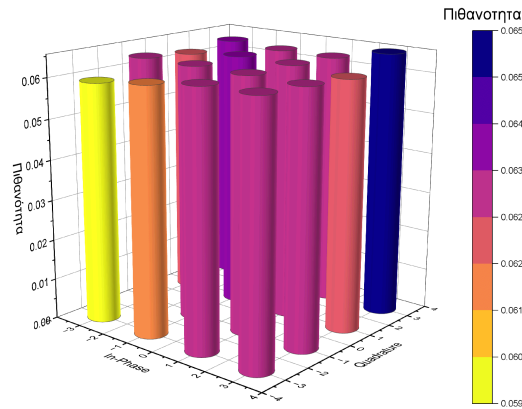


Εικόνα 14. Διάγραμμα Αστερισμού 16QAM με φάση και πλάτος

Στην παραπάνω εικόνα 14 φαίνεται ένα τυπικό διάγραμμα αστερισμού 16-QAM όπου φαίνεται πως το κάθε σημείο, λαμβάνει μια συγκεκριμένη θέση η οποία εκφράζεται από έναν μοναδικό συνδυασμό φάσης (γωνία) και πλάτους (απόσταση από την αρχή των αξόνων). Τα σημεία που έχουν μεγαλύτερο πλάτος, δηλαδή βρίσκονται πιο μακριά από την αρχή των αξόνων απαιτούν μεγαλύτερη ισχύ ώστε να ανιχνευθούν επιτυχώς από τον δέκτη. Όπως φαίνεται και στο ιστόγραμμα για κάθε συνιστώσα αλλά και στο σχήμα παρακάτω, όλα τα σημεία αστερισμού έχουν σχεδόν ίδια πιθανότητα εμφάνισης. Σημαντικό να τονιστεί ότι, διαφορά μεταξύ των πιθανοτήτων είναι αμελητέα σε σύγκριση με το PCS, όπου η διαφορά μεταξύ των πιθανοτήτων είναι αισθητά μεγαλύτερη.



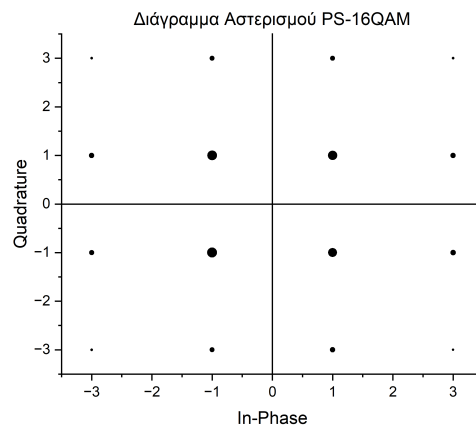
Εικόνα 15. Ιστόγραμμα I,Q συνιστώσας 16QAM



Εικόνα 16. Συμβατικό 16QAM, πιθανότητες ανα σύμβολο

4.2.2. Πιθανολογική Διαμόρφωση - PCS

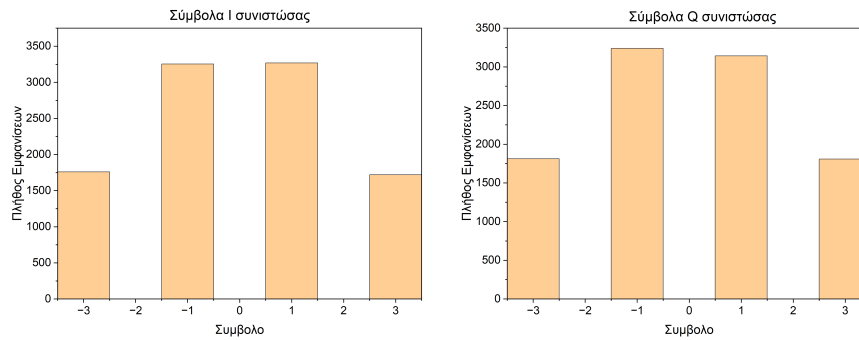
Αντίθετα με το συμβατικό 16-QAM και όπως αναφέρθηκε και στο εισαγωγικό τμήμα, κατά την τεχνική PCS, διαμορφώνεται η πιθανότητα εμφάνισης των σημείων αστερισμού. Πιο συγκεκριμένα, τα σημεία που βρίσκονται πιο κοντά στην αρχή των αξόνων, δηλαδή αυτά που απαιτούν λιγότερη ισχύ, χρησιμοποιούνται πιο συχνά από τα σημεία τα οποία βρίσκονται πιο μακριά και απαιτούν περισσότερη ισχύ, όπως φαίνεται και στην εικόνα 17.



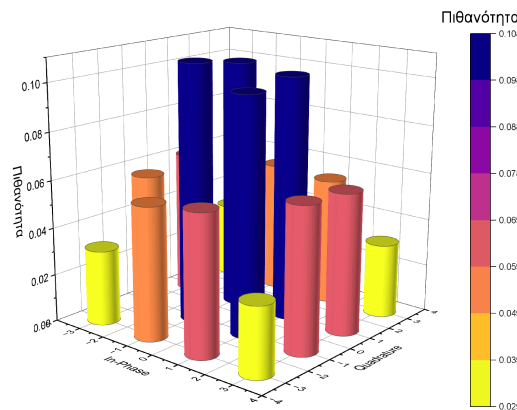
Εικόνα 17. Διάγραμμα Αστερισμού PS-16QAM

Τα παραπάνω επαληθεύονται από το ιστόγραμμα, όπου φαίνεται ότι το πλήθος εμφανίσεων για τα σύμβολα της κάθε συνιστώσας είναι μεγαλύτερο κοντά στην αρχή των αξόνων ενώ επιβεβαιώνεται παρατηρώντας την εικόνα 19 στην οποία επίσης φαίνεται πως η πιθανότητα είναι μεγαλύτερη για τα σύμβολα τα οποία βρίσκονται κοντά στην αρχή των αξόνων ενώ όσο απομακρύνονται, τόσο μειώνεται η πιθανότητα εμφάνισης.

Το βασικότερο πλεονέκτημα -μεταξύ άλλων- που προσφέρει η πιθανολογική διαμόρφωση έναντι της συμβατικής διαμόρφωσης M-QAM είναι η ανοχή στον θόρυβο. Όταν χρησιμοποιείται ομοιόμορφη κατανομή για την δημιουργία σημάτων σε κάθε άξονα ενός καρτεσιανού συστήμα-



Εικόνα 18. Ιστόγραμμα I,Q συνιστώσας PS-16QAM



Εικόνα 19. PS-16QAM, πιθανότητες ανα σύμβολο

τος συντεταγμένων, τότε ο συνδυασμός (καρτεσιανό γινόμενο) τους οδηγεί στην δημιουργία ενός κύβου n διαστάσεων στον χώρο, όπου η προβολή ενός τυχαίου συνόλου σημείων σε οποιονδήποτε άξονα ακολουθεί επίσης ομοιόμορφη κατανομή. Η έννοια των διαστάσεων αντιστοιχεί σε ένα σύνολο οντοτήτων οι οποίες είναι ορθογώνιες μεταξύ τους, όπως για παράδειγμα τα πλάτη διαδοχικών συμβόλων PAM. Έτσι, για την δημιουργία 4 διαστάσεων αρκεί να χρησιμοποιηθούν 4 διαδοχικά σύμβολα PAM ή 2 διαδοχικά σύμβολα QAM [7]. Αντίστοιχα, όταν τα σήματα σε κάθε άξονα ακολουθούν Gaussian κατανομή, τότε ο συνδυασμός τους σχηματίζει μια σφαίρα n διαστάσεων της οποίας η πυκνότητα είναι ομοιόμορφα κατανομημένη όσο ο αριθμός των συνιστώσων που το συντελούν και εν δυνάμει η διάσταση n_s τείνει στο άπειρο. Το παραπάνω ισχύει μόνο όταν $n_s \rightarrow \infty$ καθώς γενικά, τα σύνθετα σημεία που προκύπτουν από πεπερασμένο αριθμό ανεξάρτητων και πανομοιότυπα κατανομημένων (IID) Gaussian κατανομών πλάτους οδηγούν στην κατασκευή σφαίρας της οποίας η πυκνότητα δεν είναι ομοιόμορφα κατανομημένη [7].

Αντίθετα, στην περίπτωση της σφαίρας, η προβολή σε οποιονδήποτε καρτεσιανό άξονα δεν ακολουθεί ομοιόμορφη κατανομή. Επειδή η ενέργεια ενός σημείου αυξάνεται τετραγωνικά με την απόσταση, μια σφαίρα ακτίνας ρ , μπορεί να περιέχει N σημεία στον πολυδιάστατο χώρο πιο αποδοτικά όσο αφορά την ενέργεια από οποιοδήποτε άλλο σχήμα. Για παράδειγμα όταν χρησιμοποιούνται 3 σήματα στους άξονες X, Y, Z ($n_s = 3$) τα οποία ακολουθούν μη ομοιόμορφη κατανομή,

τότε τα σημεία που βρίσκονται στο εσωτερικό της σφαίρας που προκύπτει από τον συνδυασμό των παραπάνω σημάτων, έχουν λιγότερη ισχύς κατα περίπου ≈ 0.27 dB κατα μέσο όρο σε σχέση με αυτά που βρίσκονται στο εσωτερικό του κύβου, ο οποίος προκύπτει από την σύνθεση σημάτων ομοιόμορφης κατανομής, θεωρώντας ίδιο αριθμό σημείων καθώς και την ίδια ελάχιστη απόσταση μεταξύ τους. Αυτή η εξοικονόμηση ενέργειας οδηγεί σε ανοχή στον μη-γραμμικό θόρυβο και αυτό γιατί τα σημεία τα οποία βρίσκονται στην σφαίρα, έχουν μεγαλύτερη ευκλείδεια απόσταση σε σχέση με τα σημεία που βρίσκονται στον κύβο και κατά συνέπεια, παρουσιάζουν ανοχή στον θόρυβο [7].

Συνεπώς, το σχήμα M-QAM μπορεί να θεωρηθεί ως το καρτεσιανό γινόμενο 2 PAM συμβόλων, ένα για την συμμασική και ένα για την ορθογώνια συνιστώσα, τα οποία όμως ακολουθούν ομοιόμορφη κατανομή. Για την υλοποίηση PCS, τα σύμβολα αστερισμού PAM τόσο στην συμμασική όσο και στην ορθογώνια συνιστώσα δεν ακολουθούν ομοιόμορφη κατανομή αλλά, Gaussian καθώς πρόκειται για την βέλτιστη πηγή στον δυσδύστατο χώρο για τα οπτικά συστήματα τα οποία περιορίζονται από τον συσσωρευμένο θόρυβο αυθόρμητης εκπομπής λόγω παρουσίας ενισχυτών κατά μήκος της ζέυξης [20]:

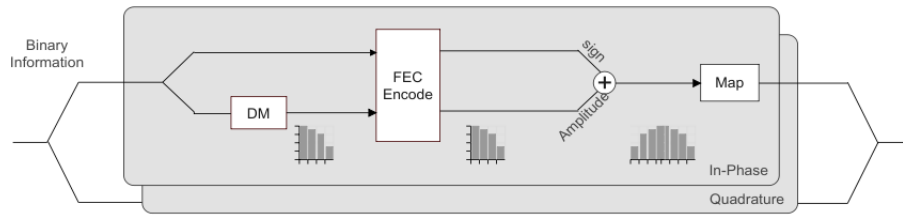
$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2} \quad (4.8)$$

Όπου μ η μέση τιμή ενώ σ η τυπική απόκλιση. Θεωρώντας την μέση τιμή σταθερή και ίση με το 0 και θέτοντας την τυπική απόκλιση $\sigma = M = 16$ στην περίπτωση PS-16QAM, ο αστερισμός PAM αποδίδει ομοιόμορφη κατανομή και προσφέρει μέγιστη εντροπία $H = 4$.

Για την υλοποίηση πιθανολογικής διαμόρφωσης η οποία χρησιμοποιείται στις αριθμητικές προσομοιώσεις του επόμενου κεφαλαίου, ακολουθήθηκαν τα παρακάτω βήματα ενώ στο Παράρτημα II, παρουσιάζεται η τεχνική PCS όπως πραγματοποιήθηκε στο περιβάλλον MATLAB®

1. Αρχικοποίηση 2 ξεχωριστών PAM σημάτων, ένα για την συμμασική (In-Phase) και ένα για την ορθογώνια (Quadrature) συνιστώσα.
2. Δημιουργία N συμβόλων στη συμμασική αλλά και στην ορθογώνια συνιστώσα τα οποία ακολουθούν Gaussian κατανομή, έτσι ώστε για παράδειγμα σε 10.000 σύμβολα να υπάρχει μεγαλύτερη προτίμηση στα κεντρικά απ' ότι στα πιο απομακρυσμένα σημεία.
3. Ανάμειξη των παραπάνω συνιστώσων προκειμένου να προκύψουν τυχαίες χρονοσειρές.
4. Δημιουργία του τελικού συμβόλου, συνδυάζοντας τα δύο PAM σήματα ως $symbol = real + i \cdot imag$.

Πρακτικά, υπάρχουν 3 αρχιτεκτονικές με τις οποίες μπορεί να υλοποιηθεί η πιθανολογική διαμόρφωση σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα εκ των οποίων, οι δυο πρώτες μαστίζονται από πρόβλημα συνδυασμού της διαμόρφωσης και κωδικοποίησης. Η πρώτη περίπτωση, αφορά την κωδικοποίηση έπειτα από την διαμόρφωση στον μέρος του πομπού, η οποία οδηγεί στην παραμορφώση της κατανομής των συμβόλων καθώς τα bit ισοτιμίας FEC δεν έχουν υποστεί διαμόρφωση. Η δεύτερη περίπτωση αφορά την κωδικοποίηση πριν την διαμόρφωση παλι στο μέρος του



Εικόνα 20. Αρχιτεκτονική PAS [7]

πομπού ωστόσο αυτο, οδηγεί σε σφάλματα κατα την διαδικασία της αποδιαμόρφωσης των λαμβανόμενων συμβόλων στον δέκτη. Τέλος, η τρίτη αρχιτεκτονική πρόκειται για αυτή της πιθανολογικής διαμόρφωσης πλάτους (Probabilistic Amplitude Shaping - PAS) η οποία λύνει το παραπάνω πρόβλημα συνδυασμού διαμόρφωσης και κωδικοποίησης. Η αρχιτεκτονική PAS παρακάμπτει το παραπάνω πρόβλημα μέσω της βέλτιστης διασύνδεσης μεταξύ της διαμόρφωσης και κωδικοποίησης, πραγματοποιώντας τις δυο διαδικασίες ξεχωριστά μέσω μιας παράλληλης αρχιτεκτονικής πομπού, έτσι ώστε να επιτυγχάνεται βέλτιστη απόδοση. Όπως φαίνεται και από την παραπάνω Εικόνα 20, η πιθανολογική διαμόρφωση πραγματοποιείται μέσω ανεξάρτητης διαμόρφωσης κάθε διάστασης-συνιστώσας του σήματος χρησιμοποιώντας διαμόρφωση M-PAM, για να επιτύχει την κατασκευή ενός πιθανολογικά διαμορφωμένου M^2 -QAM αστερισμού.

Στο σχήμα PAS, η μονάδα η οποία πραγματοποιεί την προσαρμογή ρυθμού είναι ο distribution matcher (DM) ο οποίος μετασχηματίζει ομοιόμορφα κατανομημένα bits εισόδου σε σύμβολα εξόδου που ακολουθούν Maxwell-Boltzman κατανομή. Γενικά, για ένα σύνολο συμβόλων M-PAM $\mathcal{X} = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)$, η πιθανότητα ένα να παραχθεί ένα σύμβολο $x \in \mathcal{X}$ δίνεται σύμφωνα με την κατανομή Maxwell-Boltzman (MB):

$$P_X(x) = \frac{e^{-\lambda x^2}}{\sum_{x' \in \mathcal{X}} e^{-\lambda x'^2}} \quad (4.9)$$

Όπου $\lambda \geq 0$ το οποίο αποτελεί την κατανομή μέγιστης εντροπίας για το \mathcal{X} υπο περιορισμό μέσης ισχύος. Όταν $\lambda = 0$, η κατανομή MB μετατρέπεται σε ομοιόμορφη κατανομή με $H(X) = m$ bits/symbol ανά διάσταση. Όπου $H(X)$ η δυαδική εντροπία που δίνεται από τον τύπο:

$$H(X) = - \sum_{x \in \mathcal{X}} p(x) \log_2 p(x) \quad (4.10)$$

Καθώς το λ αυξάνει, η κατανομή MB περιέχει κλασματικούς αριθμούς $1 < H(X) < m$ bits/σύμβολο για κάθε διάσταση, υλοποιώντας έτσι προσαρμογή ρυθμού με μειωμένη μέση ενέργεια συμβόλου. Ο DM, παράγει μόνο τα θετικά πλάτη των συμβόλων M-PAM, ενώ σε περίπτωση που χρησιμοποιείται κωδικοποίηση FEC, ένας δυαδικός κωδικοποιητής FEC παράγει bits ισοτιμίας τα οποία δεν επηρεάζουν τα bits πληροφορίας και κατά συνέπεια, η έξοδος του DM παραμένει αμετάβλητη από την κωδικοποίηση. Τέλος, δημιουργείται μια συμμετρική κατανομή M-PAM πολλαπλασιάζοντας κάθε ένα από τα μισά-PAM με ένα bit ισοτιμίας που λειτουργεί ως bit προσήμου [7].

Ένας απο τους πιο διαδεδομένους αλγορίθμους DM αποτελεί ο αλγόριθμος αντιστοίχισης κατανομής σταθερής σύνθεσης (Constant Composition Direct Matching - CCDM) ο οποίος δημιουργεί την επιθυμητή κατανομή καθορίζοντας τον αριθμό εμφανίσεων των συμβόλων M-PAM σε κάθε τμήμα μήκους n_s , δηλαδή κάθε σύμβολο $x_i \in \mathcal{X}$ με i απο 1 έως M, εμφανίζεται ακριβώς n_i φορές σε κάθε τμήμα, με $n_s = \sum_{i=1}^M n_i$ και κατα συνέπεια δημιουργεί έτσι μια συνάρτηση μάζας πιθανότητας $P(x) = [\frac{n_1}{n_s}, \frac{n_2}{n_s}, \dots, \frac{n_M}{n_s}]$ η οποία προσεγγίζει κατανομή MB. Επομένως ένα σημείο σε χώρο n_s διαστάσεων, του οποίου οι συντεταγμένες δίνονται απο τα n_s σύμβολα του τμήματος CCDM και η απόσταση του απο την αρχή των αξόνων είναι η σταθερά $\sqrt{\sum_{i=1}^M n_i |x_i|^2}$, βρίσκεται στην επιφάνεια μιας σφαίρας n_s διαστάσεων. Μια επαρκής συνθήκη για την βέλτιστη απόδοση ισχύος υπο τον περιορισμό υποστήριξης σε κάθε άξονα είναι οτι ο DM αντιστοιχίζει κάθε ένα απο τα σημεία που βρίσκονται σε ομοιόμορφο κύβο k_s διαστάσεων σε ένα σημείο μιας n_s -διάστατης σφαίρας. Η παραπάνω ισχύει όσο το μέγεθος τμήματος του αλγορίθμου CCDM τείνει στο άπειρο, εάν το μέγεθος n_s είναι μικρό, ο ρυθμός διαμόρφωσης

$$R_s = \frac{k_s}{n_s} \quad (4.11)$$

είναι μικρότερος απο την εντροπία και επομένως, ο αλγόριθμος CCDM γίνεται υπο-βέλτιστος και προτιμάται η αντικατάσταση του απο κάποιον άλλο αλγόριθμο άμεσης αντιστοίχισης ομοιόμορφα κατανεμημένων bit πληροφορίας σε σημεία αστερισμού που βρίσκονται στην επιφάνεια n_s -διάστατης σφαίρας [7].

4.2.3. Γεωμετρική Διαμόρφωση - GCS

Η δεύτερη τεχνική μη γραμμικής διαμόρφωσης αποτελεί η γεωμετρική διαμόρφωση (Geometric Constellation Shaping - GCS) στην οποία το κάθε σημείο αστερισμού δεν βρίσκεται στο διατεταγμένο καρτεσιανό πλέγμα αλλα ακολουθεί κατανομή στην οποία τα σημεία δεν έχουν ίσες αποστάσεις μεταξύ τους. Η παραπάνω τεχνική μπορεί να συνδυαστεί με την πιθανολογική διαμόρφωση ώστε να αυξηθεί περαιτέρω η συνολική χωρητικότητα [7, 20]. Το βέλτιστο σχήμα για γεωμετρική διαμόρφωση εξαρτάται απο απο τον λόγο σήματος προς θόρυβο καθώς και απο τα κριτήρια βελτιστοποίησης, μερικά εκ των οποίων αποτελούν η ελαχιστοποίηση της πιθανότητας μέσου σφάλματος συμβόλου ή ελαχιστοποίηση του μέσου τετραγωνικού σφάλματος της πηγής. Κατα την γεωμετρική διαμόρφωση, τα σημεία τα οποία έχουν χαμηλότερο πλάτος τοποθετούνται πιο κοντά μεταξύ τους σε σχέση με τα εξωτερικά σημεία [20].

Για την σύγκριση των δύο τεχνικών μη γραμμικής διαμόρφωσης σε συστήματα τα οποία χρησιμοποιούν κωδικοποίηση όπως FEC, χρησιμοποιείται η μετρική αμοιβαίας πληροφορίας (Mutual Information - MI) και όχι μετρικές οι οποίες δεν σχετίζονται άμεσα με κωδικοποίηση (pre-FEC) όπως ο συντελεστής Q ή ο αριθμός των σφαλμάτων bit (Bit-Error Rate - BER). Πιο συγκεκριμένα, οι μετρικές του επιτεύξιμου ρυθμού πληροφόρησης δείχνουν τον αριθμό των bit πληροφορίας ανά σύμβολο που μπορούν να μεταδοθούν αξιόπιστα μέσω του καναλιού και αποτελούν τον πυρήνα της θεωρίας του Shannon ενώ ένα απο τα βασικά πλεονεκτήματα χρήσης τους ως μετρικές απόδοσης είναι η εγγενής συσχέτιση τους με τις τεχνικές κωδικοποίησης όπως η FEC. Έτσι, ενώ οι μη

κωδικοποιημένες μετρικές σχετίζονται με τα bit πληροφορίας πριν και μετά τον αποδιαμορφωτή, οι μετρικές επιτεύξιμου ρυθμού πληροφόρησης σχετίζονται με τα bit πληροφορίας πριν και μετά την κωδικοποίηση [4].

Η μετρική αμοιβαίας πληροφορίας (MI) σχετίζεται άμεσα με την κατανομή των σημείων αστερισμού και χρησιμοποιείται για την ακριβή πρόβλεψη των επιδόσεων των σφαλμάτων ανα bit έπειτα απο την κωδικοποίηση FEC. Έστω διακριτή είσοδος, η μιγαδική έξοδος καθώς και η πιθανότητα μετάβασης καναλιού $X, Y, P_{Y|X}(y|x)$ αντίστοιχα, η αμοιβαία πληροφορία δίνεται απο [20]:

$$\begin{aligned} I(X; Y) &= H(X) - H(X|Y) \\ &= - \sum_{x' \in X} P_X(x') \log_2 P_X(x') \\ &\quad + \sum_{x' \in X} P_X(x') \int_C P_{Y|X}(y|x') \\ &\quad \times \log_2 \frac{P_{Y|X}(y|x') P_X(x')}{\sum_{x' \in X} P_{Y|X}(y|x') P_X(x')} \end{aligned} \quad (4.12)$$

Όπου $P_X(x')$ είναι η είναι η πιθανότητα της διακριτής εισόδου του καναλιού $x' \in X$ ενώ το X πρόκειται για το σύνολο των MQAM σημείων αστερισμού. Ωστόσο, δεν υπάρχει λύση κλειστής μορφής για το $P_{Y|X}(y|x)$ και έτσι, δεν καθίσταται δυνατός ο υπολογισμός της αμοιβαίας πληροφορίας. Ωστόσο, με την χρήση ενός βοηθητικού καναλιού λευκού προσθετικού γκαουσιανού θορύβου, μπορεί να υπολογιστεί το κατώτερο όριο ως [20]:

$$\begin{aligned} I(X; Y) &\geq R_S = - \sum_{x' \in X} P_X(x') \log_2 P_X(x') \\ &\quad + \sum_{x' \in X} P_X(x') \int_C Q_{Y|X}(y|x') \\ &\quad \times \log_2 \frac{Q_{Y|X}(y|x') P_X(x')}{\sum_{x' \in X} Q_{Y|X}(y|x') P_X(x')} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Όπου R_S ο ρυθμός πληροφορίας ο οποίος μπορεί να επιτευχθεί μέσω κωδικοποιητή FEC σταθμισμένων αποφάσεων (Soft Decision - SD FEC). Η πιθανότητα μετάδοσης του βοηθητικού καναλιού $Q_{Y|X}(y|x)$ δίνεται απο:

$$Q_{Y|X}(y|x) = \frac{1}{\sqrt{\pi\sigma}} e^{-\frac{|y-x|^2}{\sigma^2}} \quad (4.14)$$

Ο υπολογισμός του R_S πραγματοποιείται με ολοκλήρωση ή προσεγγίζεται μέσω ολοκλήρωσης Monte Carlo [20].

Συγκριτικά με την πιθανολογική διαμόρφωση, όταν πρόκειται να χρησιμοποιηθεί σχήμα διαμόρφωσης 8 ή 16 QAM, τότε προτιμάται η γεωμετρική προσέγγιση καθώς πετυχαίνει την καλύτερη απόδοση σχετικά με τις υπόλοιπες τεχνικές με μια εξαίρεση για την περίπτωση που η τάξη διαμόρφωσης είναι ίση με 16 στην οποία η απόδοση τους είναι όμοια για συγκεκριμένες τιμές SNR και έτσι, η γεωμετρική τεχνική προτιμάται. Όταν η τάξη διαμόρφωσης είναι $M = 32$, η επιλογή εξαρτάται απο το SNR του καναλιού καθώς για κάποιες τιμές SNR, καλύτερη απόδοση παρουσιάζει η

πιθανολογική διαμόρφωση ενώ για κάποιες άλλες, η γεωμετρική [20]. Όσο αφορά την υλοποίηση, η πιθανολογική διαμόρφωση υλοποιείται πιο εύκολα, παρα την αυξημένη πολυπλοκότητα του αλγορίθμου CCDM λόγω της μετατροπής των συμβόλων σε bit και ανάστροφα στον πομποδέκτη [20]. Αυτό συμβαίνει καθώς στην πιθανολογική διαμόρφωση, οι πιθανότητες βελτιστοποιούνται εύκολα εναλλάσσοντας τις τιμές μιας μονο παραμέτρου ώστε να ταιριάζουν σε οποιοδήποτε κανάλι, τα σημεία αστερισμού τοποθετούνται στο πλέγμα του προτύπου QAM και κατα συνέπεια δεν υπάρχει ανάγκη μετατροπής των αλγορίθμων καθώς και του τμήματος ψηφιακής επεξεργασίας σήματος στους δέκτες οι οποίοι χρησιμοποιούν συμβατικό QAM για την ορθή λήψη των συμβόλων και τέλος, ο κώδικας Gray που χρησιμοποιείται διευκολύνει την αποκωδικοποίηση των συμβόλων τα οποία έπειτα θα χρησιμοποιηθούν απο τον κωδικοποιητή FEC [7].

4.3. Μηχανική Μάθηση - Μοντέλο LSTM

Στην μέχρι τώρα ανάλυση, έχουν παρουσιαστεί δύο τρόποι αντιστάθμισης των μη γραμμικών φαινομένων, η τεχνική αντιστροφής φάσματος (OPC) καθώς και οι τεχνικές μη γραμμικής διαμόρφωσης. Σαν βασικό μειονέκτημα και οι δύο τεχνικές παρουσιάζουν το ίδιο πρόβλημα υλοποίησης καθώς η 1^η απαιτεί την τοποθέτηση συσκευής αντιστροφής φάσματος στην μέση της ζεύξης και έτσι καθιστά δύσκολη την δημιουργία δυναμικών δικτύων ενώ στην 2^η αυξάνεται η πολυπλοκότητα του πομποδέκτη λόγω ανάγκης ύπαρξης του CCDM για την δημιουργία της κατανομής. Τα τελευταία χρόνια, παρουσιάζεται ιδιαίτερο ενδιαφέρον για την αντιστάθμιση των μη-γραμμικοτήτων με την χρήση τεχνικών μηχανικής μάθησης τόσο σε συστήματα IM-DD όσο και WDM.

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζουν τα αμφίδρομα δίκτυα μακράς βραχυπρόθεσμης μνήμης (bi-directional long short-term memory network - Bi-LSTM) τα οποία έχουν χρησιμοποιηθεί για την αντιστάθμιση των απωλειών σε συστήματα IM-DD [8] αλλά και συστήματα WDM με πολυπλεξία πόλωσης [9] ενώ βασικό πλεονέκτημα είναι ότι μπορούν να χειριστούν την διασυμβολική παρεμβολή μεταξύ των συμβόλων που προκύπτει λόγω χρωματικής διασποράς με αποτελεσματικότητα. Εκτός απο αυτό, λόγω της δυνατότητας του δικτύωματος να εξάγει και να μαθαίνει τις ιδιότητες του καναλιού όπως αυτές αποτυπώνονται στο σήμα, μπορεί κάτω απο συγκεκριμένες συνθήκες διάδοσης να ξεπεράσει σε απόδοση την τεχνική πιθανολογικής διαμόρφωσης όπως θα συζητηθεί παρακάτω.

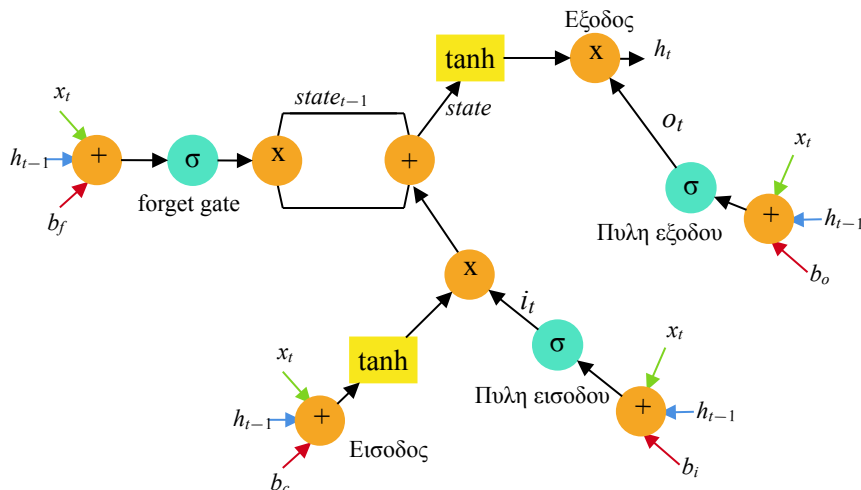
4.3.1. Βασικά χαρακτηριστικά Bi-LSTM

Υπάρχουν πολλών ειδών νευρωνικά δίκτυα όπου το καθένα εμφανίζει ιδιαίτερα πλεονεκτήματα ανάλογα με την εφαρμογή που πρόκειται να χρησιμοποιηθεί. Για παράδειγμα τα συνελκτικά νευρωνικά δίκτυα χρησιμοποιούνται κυρίως σε εφαρμογές όπως η όραση υπολογιστών και η επεξεργασία εικόνας, ενώ αντίστοιχα τα αναδρομικά νευρωνικά δίκτυα σε προβλήματα τα οποία σχετίζονται με ακολουθίες δεδομένων όπως η αναγνώριση ομιλίας.

Στα αναδρομικά νευρωνικά δίκτυα, οι τιμές εξόδου που υπολογίζονται σε κάθε νεύρωνα του δικτύου δεν επηρεάζεται μόνο απο τα δεδομένα εισόδου αλλά και απο τις εξόδους των προηγου-

μένων τμημάτων. Το παραπάνω, πραγματοποιείται λόγω της διατήρησης κατάστασης (state) απο το νευρωνικό και είναι ο λόγος που αυτό μπορεί να διατηρήσει μακροχρόνιες πληροφορίες χρονικού πλαισίου. Για την βελτιστοποίηση των βαρών χρησιμοποιείται μια παραλλαγή του αλγορίθμου οπισθοδρομικής διάδοσης, ο αλγόριθμος οπισθοδρομικής διάδοσης στον χρόνο (Back Propagation Through Time - BPTT) κατα τον οποίο, οι απώλειες απο κάθε χρονικό διάστημα, αθροίζονται ώστε να υπολογιστεί η τιμή της συνολικής απώλειας. Κατα συνέπεια, αντί να γίνεται αναδρομή των απωλειών σε ένα ενιαίο δίκτυο, γίνεται αναδρομή των απωλειών σε κάθε χρονικό διάστημα και στο τέλος, κατα μήκος κάθε διαστήματος, έως την αρχή της ακολουθίας. Έτσι, είναι κατανοητό ότι κατα την εκτέλεση του παραπάνω αλγορίθμου, πραγματοποιούνται αρκετοί επαναλαμβανόμενοι υπολογισμοί μεταξύ των πινάκων που χρησιμοποιούνται για τα βάρη (weight matrices). Συνεπώς, ανάλογα με το μέγεθος των πινάκων βαρών, η παράγωγος (gradient) που υπολογίζεται κατα την διαδικασία της βελτιστοποίησης είτε φθίνει είτε εκτοξεύεται εκθετικά (πρόβλημα εξαφανιζόμενης κλίσης - vanishing gradient problem)[11].

Τα δίκτυα μακράς βραχυπρόθεσμης μνήμης αντιμετωπίζουν επιτυχώς το πρόβλημα της εξαφανιζόμενης κλίσης και αποτελούνται απο κελιά μνήμης (cell), πύλες εισόδου-εξόδου και τις πύλες που είναι υπεύθυνες για την επιλεκτική συγκράτηση της πληροφορίας (forget gate).



Εικόνα 21. Σχηματική απεικόνιση μονάδας LSTM

Σχηματικά, μια μονάδα LSTM απεικονίζεται στην Εικόνα 21 όπου σε αντίθεση με μια τυπική μονάδα η οποία εφαρμόζει την μη γραμμική συνάρτηση στους γραμμικούς συνδυασμούς των εισόδων και των αναδρομικών μονάδων, στα δίκτυα LSTM βασικό δομικό στοιχείο αποτελούν τα κελιά τα οποία περιέχουν εσωτερική ανάδραση και κατα συνέπεια, συναντώνται δυο φαινόμενα ανάδρασης, η εξωτερική ανάδραση και αυτη στο εσωτερικό. Όπως φαίνεται, η διαφορά με τα RNN είναι οτι πλέον προστίθενται πύλες οι οποίες σχετίζονται με τον έλεγχο της ροής της πληροφορίας. Σημαντική πύλη αποτελεί η πύλη κατάστασης $s_i^{(t)}$ η οποία υλοποιεί και την εσωτερική ανάδραση της οποίας τα βάρη ελέγχονται απο την πύλη λήθης (forget gate) $f_i^{(t)}$ για το κελί i και για βήμα t η

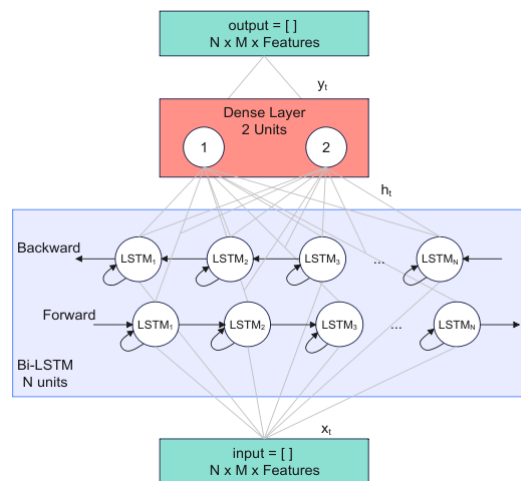
οποία περιορίζει την τιμή των βαρών μεταξύ του 0 και του 1 μέσω της σιγμοειδούς συνάρτησης :

$$\sigma(t) = \frac{1}{1 + e^{-t}} \quad (4.15)$$

Οι εξόδοι των πυλών καθώς και η κατάσταση υπολογίζονται απο [11]:

$$\begin{aligned} f_i^{(t)} &= \sigma\left(b_i^f + \sum_j U_{i,j}^f x_j^{(t)} + \sum_j W_{i,j}^f h_j^{(t-1)}\right) \\ s_i^{(t)} &= f_i^{(t)} s_i^{(t-1)} + g_i^{(t)} \sigma\left(b_i + \sum_j U_{i,j} x_j^{(t)} + \sum_j W_{i,j} h_j^{(t-1)}\right) \\ g_i^{(t)} &= \sigma\left(b_i^g + \sum_j U_{i,j}^g x_j^{(t)} + \sum_j W_{i,j}^g h_j^{(t-1)}\right) \\ h_i^{(t)} &= \tanh\left(s_i^{(t)}\right) o_i^{(t)} \\ o_i^{(t)} &= \sigma\left(b_i^o + \sum_j U_{i,j}^o x_j^{(t)} + \sum_j W_{i,j}^o h_j^{(t-1)}\right) \end{aligned} \quad (4.16)$$

Όπου τα b, U και W είναι οι πίνακες βαρών προκατάληψης (bias), εισόδου και αναδρομής ενώ οι $g_i^{(t)}, o_i^{(t)}$ είναι οι πύλες εισόδου, εξόδου ενώ η $h_i^{(t)}$ αποτελεί την έξοδο της μονάδας LSTM.



Εικόνα 22. Αρχιτεκτονική Bi-LSTM [9]

Η αρχιτεκτονική του νευρωνικού δικτύου που χρησιμοποιήθηκε στην εργασία απεικονίζεται στην εικόνα 22 του οποίου η είσοδος x_t αποτελεί την ακολουθία συμβόλων η οποία έχει υποστεί αλλοιώσεις απο τις μη γραμμικότητες και είναι της μορφής $x_{t,m} = [x_{t-k}, \dots, x_{t-1}, x_t, x_{t+1}, \dots, x_{t+k}]$ όπου το m αποτελεί το συνολικό μήκος της λέξης που είναι ίσο με $m = 2k + 1$ [9]. Έτσι, για ένα σύμβολο εισόδου σε χρόνο t , χρησιμοποιούνται τα k προηγούμενα και επόμενα σύμβολα, δηλαδή διασπάται η αρχική ακολουθία σε μικρότερα τμήματα τα οποία θα χρησιμοποιηθούν απο το δίκτυο LSTM. Η προσέγγιση πολλα προς πολλά (many-to-many approach) αποδίδει καλύτερα σε σχέση με την προσέγγιση ένα προς ένα (one-to-one approach) καθώς λαμβάνει υπόψιν την μη γραμμική αλληλεπίδραση μεταξύ των γειτονικών συμβόλων λόγω της ύπαρξης διασποράς [9]. Κατα συνέπεια, το δίκτυο εκπαιδεύεται με βάση την προσέγγιση πολλα προς πολλά στην οποία

ισχύει $m=3,5,7,\dots,51,\dots,201$ στην οποία η ακολουθία $i_{t,m} = [i_{t-k}, \dots, i_{t-1}, i_t, i_{t+1}, \dots, i_{t+k}]$ σχετίζεται με τα πραγματικά σύμβολα που αποστέλλονται και αποτελούν τους στόχους (targets) ενώ η ακολουθία εξόδου έχει την αντίστοιχη μορφή. Κάθε σύμβολο περιέχει δύο τιμές, μια για την συμφασική και μία για την ορθογώνια συνιστώσα για μια πόλωση ως είσοδο που χρησιμοποιείται για την τροφοδοσία του αμφίδρομου δικτύου LSTM.

Η εργασία αυτή αφορά πρόβλημα παλινδρόμησης (regression) και όχι κατηγοριοποίησης και κατα συνέπεια, το τελευταίο (γραμμικό) επίπεδο του μοντέλου αποτελείται από ένα πλήρως συνδεδεμένο δίκτυο (fully-connected or dense layer) χωρίς συνάρτηση ενεργοποίησης (activation function) καθώς διαφορετικά, θα περιόριζε τις τιμές εξόδου σε ένα συγκεκριμένο εύρος τιμών. Ο υπολογισμός του BER γίνεται σύμφωνα με την έξοδο Y για την εκάστοτε πόλωση στην οποία εκπαιδεύτηκε το νευρωνικό δίκτυο. Το δίκτυο LSTM δημιουργείται και εκπαιδεύεται στο Keras όπου το μοντέλο χρησιμοποιεί ως συνάρτηση απωλειών την συνάρτηση μέσου τετραγωνικού σφάλματος (Mean Squared Error - MSE) ενώ ως αλγόριθμος βελτιστοποίησης επιλέγεται ο Adam. Για το στάδιο εκπαίδευσης, χρησιμοποιούνται παρτίδες (batches) των 1024 συμβόλων ενώ τα περάσματα όλων των συμβόλων εκπαίδευσης επιλέγεται να είναι κατ'ελάχιστον 600. Επίσης, για να αποφευχθεί η υπερπροσαρμογή (overfitting) έχει γίνει επιλογή της πρόωρης διακοπής (early stopping) όταν η ακρίβεια επικύρωσης (validation accuracy) δεν βελτιώνεται κατά 20 διαδοχικά περάσματα.

5. Αριθμητικές προσομοιώσεις στην O-band

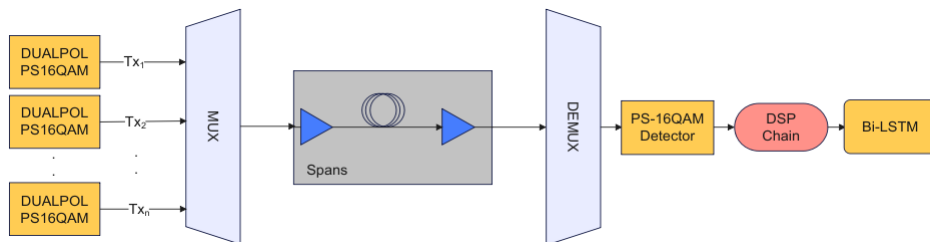
Σύνοψη

Στα προηγούμενα κεφάλαια έγινε μια βιβλιογραφική αναφορά στα οπτικά συστήματα επικοινωνιών, τα μη γραμμικά φαινόμενα τα οποία μαστίζουν τα εν λόγω συστήματα καθώς και μεθόδους αντιμετώπισης των φαινομένων αυτών έτσι ώστε να καθίσταται η ανάκτηση των συμβόλων που απεστάλησαν δυνατή.

Αυτό το κεφάλαιο αφορά τα αποτελέσματα και την σύγκριση των δύο παραπάνω τεχνικών αντιμετώπισης μη γραμμικών φαινομένων, δηλαδή της μηχανικής μάθησης και της πιθανολογικής διαμόρφωσης, μεταξύ τους καθώς και με την συμβατική τεχνική 16QAM. Πιο συγκεκριμένα, αναλύεται το σύστημα μετάδοσης -συμπεριλαμβανομένης της ζεύξης- στο οποίο πραγματοποιήθηκαν οι αριθμητικές προσομοιώσεις και στην συνέχεια, παρουσιάζονται και σχολιάζονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν από τις παραπάνω προσομοιώσεις.

5.1. Ανάλυση συστήματος και ζεύξης

Το σύστημα το οποίο χρησιμοποιήθηκε για την μετάδοση δεδομένων απεικονίζεται στην παρακάτω Εικόνα 23, όπου στην περίπτωση πιθανολογικής διαμόρφωσης, το τελευταίο τμήμα που αφορά το Bi-LSTM που χρησιμοποιείται στην μέθοδο μηχανικής μάθησης δεν προσομοιώθηκε αλλά υπολογίστηκε το Bit-Error Rate με βάση τα σύμβολα που προέκυψαν έπειτα από το τμήμα επεξεργασίας σήματος. Αντίθετα, στην περίπτωση της τεχνικής μηχανικής μάθησης, το δίκτυο εκπαιδεύτηκε σε δεδομένα που προέκυψαν από συμβατικό 16QAM αλλά και σε δεδομένα που προέκυψαν από πιθανολογική διαμόρφωση. Και στις δύο τεχνικές, τα σύμβολα προέρχονται από το τμήμα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP Chain) το οποίο πραγματοποιεί δειγματοληψία και αντισταθμίζει το φαινόμενο της χρωματικής διασποράς με την χρήση ισοσταθμιστή πεδίου συχνότητας (Frequency Domain Equalizer - FDE) [9]. Στο εν λόγω τμήμα, ο θόρυβος του laser θεωρείται αμελητέος και η εκτίμηση φάσης και συχνότητας του φέροντος θεωρείται ιδανική ενώ στον υπολογισμό του Bit-Error Rate λαμβάνεται υπόψη μόνο η μια πόλωση (X).



Εικόνα 23. Σύστημα μετάδοσης που προσομοιώθηκε [9]

Ο δέκτης αποτελείται από ένα δέκτη διαφοροποίησης φάσης, φωτοδιόδους, χαμηλοπερατά φίλτρα με συχνότητα αποκοπής προσαρμοσμένη στον ρυθμό συμβόλων [9] ενώ η κωδικοποίηση και αποκωδικοποίηση που σχετίζεται με την πιθανολογική διαμόρφωση θεωρείται ιδανική. Το παραπάνω σύστημα προσομοιώθηκε αριθμητικά μέσω ολοκλήρωσης της μη γραμμικής εξίσωσης του Schrodinger (NLSE) με την μέθοδο μετασχηματισμού Fourier διαχωρισμένου βήματος (Split Step Fourier Method) [9].

Οι προσομοιώσεις πραγματοποιήθηκαν στην O-Band (1310nm) η οποία αποτελεί σημαντικό υποψήφιο αφού αξιοποιείται ήδη για μετάδοση δεδομένων σε συστήματα μικρών αποστάσεων χωρίς ενίσχυση -αυτά υπάρχουν ήδη οπτικές συσκευές- [18]. Εκτός από αυτό, η πλήρης αξιοποίηση των ζωνών C και L στο κοντινό μέλλον σε συνδυασμό με την ταυτόχρονη αύξηση ζήτησης για χωρητικότητα στα οπτικά συστήματα, καθιστούν πρόσφορη λύση, την επέκταση σε άλλες ζώνες συχνότητας μια εκ των οποίων είναι η O-band (1310nm) [9, 18]. Η O-Band χαρακτηρίζεται από τη σχεδόν μηδενική τιμή διασποράς, θεωρώντας τη διασπορά ανώτερης τάξης [3] αμελητέα και την σχετικά πιο υψηλή τιμή απωλειών λόγω εξασθένησης, η οποία ανέρχεται σε 0.34 dB/km. Εκτός από αυτό, τα κανάλια που τοποθετούνται κοντά στο μήκος κύματος μηδενικής διασποράς (στην O-Band) επηρεάζονται περισσότερο από το φαινόμενο Four Wave Mixing καθώς η συνθήκη προσαρμογής φάσης ικανοποιείται πλήρως στην περιοχή μηδενικής διασποράς [3], όπως αναφέρθηκε στο παραπάνω κεφάλαιο.

Όπως φαίνεται και από την εικόνα 23, υλοποιείται μετάδοση πολλών καναλιών με την τεχνική WDM με το κεντρικό κανάλι να τοποθετείται στα 1310nm. Και στα δύο σενάρια διαμόρφωσης, δηλαδή 16QAM και PS-16QAM, σε κάθε κανάλι γίνεται μετάδοση ενός σήματος PS-16QAM/16QAM διπλής πόλωσης στα 32Gbaud αλλά και στα 64Gbaud. Έγινε χρήση ενισχυτών με συντελεστή θορύβου ίσο με 5dB οι οποίοι τοποθετήθηκαν ανά διαστήματα των 50 χιλιομέτρων [9]. Στον παρακάτω πίνακα 1 συνοψίζονται οι παράμετροι των αριθμητικών προσομοιώσεων.

Σύμβολο	Παράμετρος	Τιμή
G	Κέρδος Ενισχυτή	17dB
α	Απώλειες λόγω εξασθένησης	0.34 dB/km
β_2	Διασπορά δεύτερης τάξης	-0.82 ps ² /km
γ	Σταθερά μη γραμμικότητας	1.3W ⁻¹ km ⁻¹
R	Ρυθμός συμβόλων	32 Gbaud/channel, 64 Gbaud/channel
M	Τεχνική Διαμόρφωσης	Dual Polarization 16-QAM, PS16-QAM
L	Διαστήμα ενισχυτών	50 km
Δf	Απόσταση μεταξύ των καναλιών	37.5 GHz , 50 GHz @ 32 Gbaud/channel 50 GHz, 100 GHz @ 64 Gbaud/channel
E	Εντροπία	2.73, 3.85, 3.93 @ PCS, 4 @ 16QAM
l	Μήκος Κύματος Κεντρικού καναλιού	1310nm

Πίνακας 1. Παράμετροι Αριθμητικής Προσομοίωσης

Η διάδοση του σήματος στο σύστημα διέπεται από τις εξισώσεις Manakov [9]:

$$\frac{\partial E_{x,y}}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2}E_x + \frac{j\beta_2}{2}\frac{\partial^2 E_{x,y}}{\partial t^2} - j\gamma\frac{8}{9}\left(|E_x|^2 + |E_y|^2\right)E_{x,y} \quad (5.1)$$

Όπου $E_{x,y}$ αποτελούν τις δύο ορθογώνιες συνιστώσες πόλωσης για το ηλεκτρικό πεδίο E . Επίσης, τα φαινόμενα διασποράς άνω της δεύτερης τάξης θεωρούνται αμελητέα και συνεπώς αγνοούνται. Στην περίπτωση της πιθανολογικής διαμόρφωσης και της συμβατικής 16QAM, ο FDE χρειάζεται 2 συμβολο/second για να άρει επιτυχώς την χρωματική διασπορά ενώ το LSTM χρειάζεται 1 συμβολο/second, θεωρώντας ότι η διασπορά έχει αντιμετωπιστεί [9].

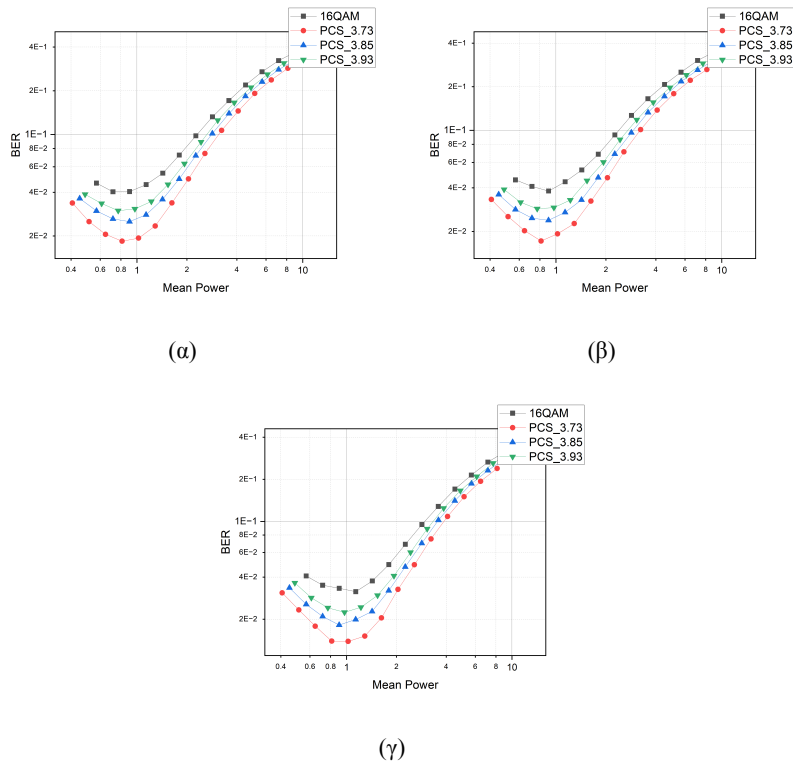
5.2. Αποτελέσματα προσομοιώσεων

Οι προσομοιώσεις πραγματοποιήθηκαν στο περιβάλλον MATLAB για πολυκάναλο σύστημα επικοινωνίας WDM στο οποίο τοποθετήθηκαν 9 κανάλια WDM με αποστάσεις 50GHz στα 32Gbaud και 100GHz στα 64Gbaud. Για να μην μπορεί το bi-LSTM να προβλέψει το επόμενο σύμβολο της ακολουθίας, χρησιμοποιήθηκε η εντολή `rng('shuffle')` και την γεννήτρια Mersenne Twister μεγάλης περιόδου [9]. Τα κανάλια που μελετήθηκαν και παρουσιάζουν ενδιαφέρον είναι το πρώτο το κεντρικό και το τελευταίο και συνεπώς, η μέτρηση του BER έγινε σε αυτή την περιοχή μηκών κύματος, με το κεντρικό να τοποθετείται στα 1310nm.

Το Bi-LSTM αποτελείται από 16 κρυφές μονάδες σε κάθε επίπεδο ενώ το μήκος της ακολουθίας που χρησιμοποιήθηκε επιλέχθηκε ως $m = 51$. Παρόλο που όπως θα φανεί και στην επόμενη παράγραφο, το Bi-LSTM εκπαιδευμένο σε δεδομένα που προέκυψαν από πιθανολογική διαμόρφωση αντιμετωπίζει τα μη γραμμικά φαινόμενα πιο αποτελεσματικά από τη συμβατική και την πιθανολογική διαμόρφωση, η απόδοση του BER μπορεί να αυξηθεί εάν ο αριθμός των κρυφών μονάδων ξεπεράσει τις 20 αλλά και το μήκος της ακολουθίας αφού αυτό σχετίζεται με την τη μνήμη καναλιού που καθορίζεται από τη συσσωρευμένη διασπορά [9]. Κατα συνέπεια, αν χρησιμοποιηθεί μεγαλύτερο μήκος ακολουθίας και περισσότερες κρυφές μονάδες ανα επίπεδο, το BER μπορεί να βελτιστοποιηθεί περαιτέρω, ωστόσο, ακόμα και με αυτή την διάταξη, η τεχνική αυτή ξεπερνάει σε απόδοση την συμβατική και την πιθανολογική διαμόρφωση.

5.2.1. Αποτελέσματα σύγκρισης πιθανολογικής διαμόρφωσης με συμβατικό 16QAM

Αρχικά, θα παρουσιαστεί η δυνατότητα βελτίωσης του Bit-Error Rate όταν χρησιμοποιείται πιθανολογική διαμόρφωση με διάφορες τιμές εντροπίας σε σύγκριση με το συμβατικό 16QAM, με την χρήση μόνο του FDE, ως τμήμα της μονάδας επεξεργασίας σήματος ενώ στη συνέχεια θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα του Bi-LSTM έπειτα από τη μονάδα επεξεργασίας σήματος. Στην παρακάτω εικόνα 24 φαίνεται η απόδοση για τις δυο τεχνικές, όπου με μαυρή γραμμή φαίνεται το Bit-Error Rate για την συμβατική διαμόρφωση 16QAM ενώ οι χρωματισμένες γραμμές απεικονίζουν το Bit-Error Rate για διαφορετικές τιμές εντροπίας.

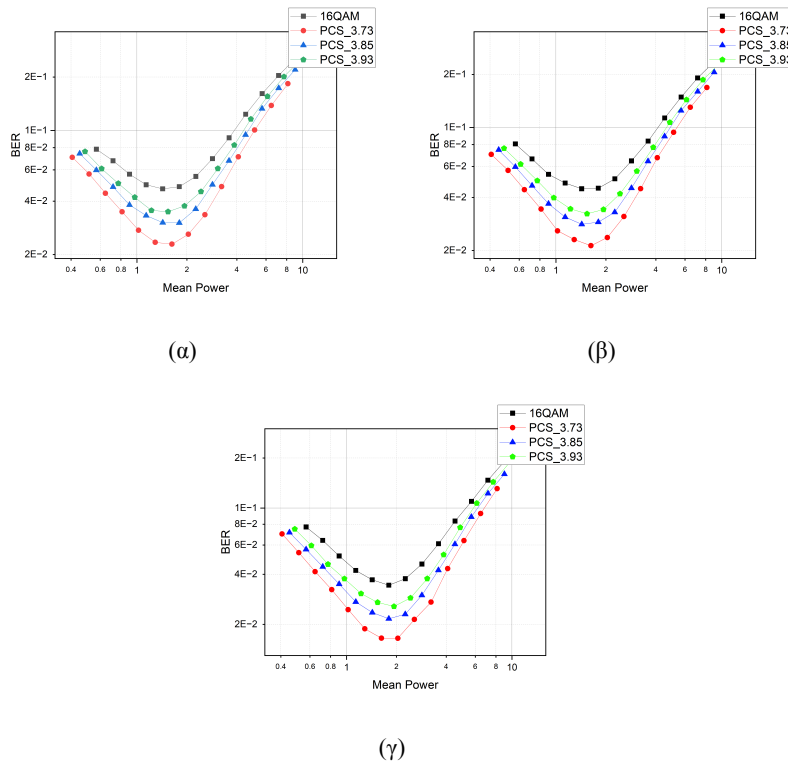


Εικόνα 24. Διάδοση WDM O-Band για $\Delta f = 50\text{GHz}$, $L = 500\text{km}$ (α) Κανάλι 1 (β) Κανάλι 5 (γ) Κανάλι 9

Όπως φαίνεται, το Bit-Error Rate βελτιστοποιείται σταδιακά όσο μειώνεται η εντροπία, το οποίο δικαιολογείται καθώς σε χαμηλότερες τιμές εντροπίας, η κατανομή συμβόλων δεν είναι ομοιόμορφη όπως στην περίπτωση της συμβατικής διαμόρφωσης, αυτό οδηγεί στα εξωτερικά σύμβολα να εμφανίζονται λιγότερες φορές από ότι στα κεντρικά και έτσι, όπως εξηγήθηκε σε παραπάνω κεφάλαιο, μειώνεται η μέση ισχύς συμβόλου.

Το δεύτερο σενάριο αφορά την μετάδοση των ίδιων καναλιών, με $\Delta f = 100\text{GHz}$ και σε μεγαλύτερο ρυθμό συμβόλων 64Gbaud. Η τεχνική πιθανολογικής διαμόρφωσης παρουσιάζει καλύτερα αποτελέσματα και σε αυτές τις συνθήκες διάδοσης από την συμβατική διαμόρφωση 16QAM ενώ και στα δύο σενάρια, το κανάλι στο οποίο επιτεύχθηκε βέλτιστο Bit-Error Rate είναι το τελευταίο κανάλι, ενώ το πρώτο και το κεντρικό παρουσίασαν παρόμοιες τιμές, με το κεντρικό κανάλι να εμφανίζει καλύτερες τιμές BER μεταξύ των δύο.

Η χαμηλότερη τιμή Bit-Error Rate για το 1ο σενάριο καταγράφεται κοντά στο 1dBm, ενώ για το δεύτερο σενάριο, καταγράφεται κοντά στα 1.8dBm το οποίο επιτυγχάνεται με την πιθανολογική διαμόρφωση για τιμή εντροπίας 3.73. Το παραπάνω φαίνεται και στην εικόνα 25. Τέλος, από τους πίνακες 2,3 που απεικονίζουν την ελάχιστη τιμή Bit-Error Rate που καταγράφηκε ανα κανάλι και ανα τεχνική διαμόρφωσης, επαληθεύεται πως η πιθανολογική διαμόρφωση αποδείχθηκε ανώτερη από το συμβατικό 16QAM και στα δύο σενάρια.



Εικόνα 25. Διάδοση WDM O-Band για $\Delta f = 100\text{GHz}$, $L = 500\text{km}$ (α) Κανάλι 1 (β) Κανάλι 5 (γ) Κανάλι 9

Method	Channel		
	CH1	CH5	CH9
16QAM	4.03E-02	3.81E-02	3.15E-02
PS-16QAM	1.84E-02	1.72E-02	1.39E-02

Πίνακας 2. Έλαχιστη τιμή Bit-Error Rate σε κάθε κανάλι για διαφορετικές τεχνικές διαμόρφωσης για ρυθμό μετάδοσης 32Gbaud και $\Delta f = 50\text{GHz}$

Method	Channel		
	CH1	CH5	CH9
16QAM	4.69E-02	4.48E-02	3.44E-02
PS-16QAM	3.02E-02	2.13E-02	1.651E-2

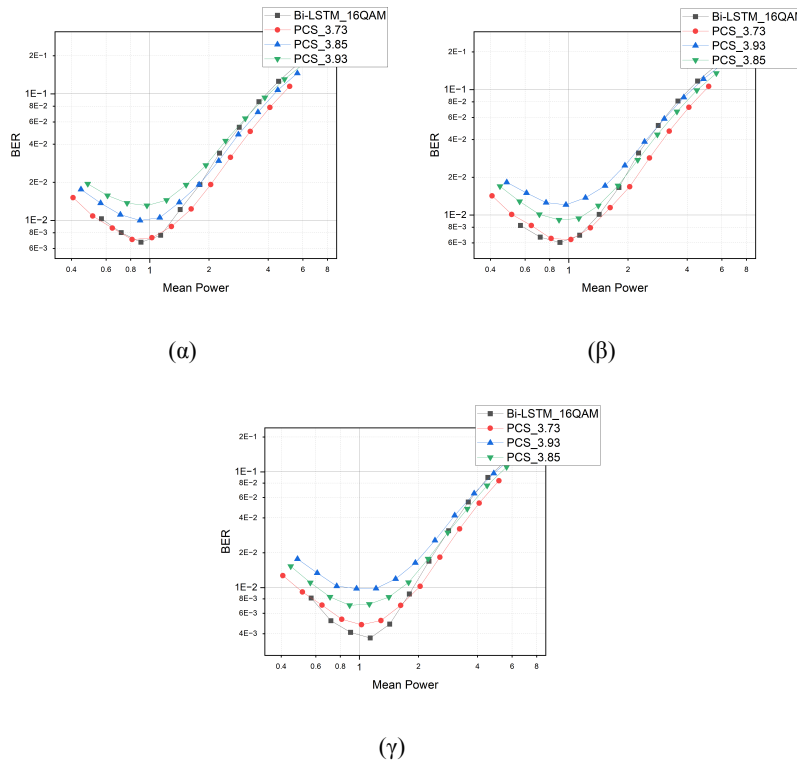
Πίνακας 3. Έλαχιστη τιμή Bit-Error Rate σε κάθε κανάλι για διαφορετικές τεχνικές διαμόρφωσης για ρυθμό μετάδοσης 64Gbaud και $\Delta f = 100\text{GHz}$

5.2.2. Αποτελέσματα σύγκρισης Bi-LSTM με πιθανολογική διαμόρφωση

Σε αυτή τη παράγραφο, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του συστήματος 23 στο οποίο έπειτα από την αντιστάθμιση της διασποράς με την χρήση ψηφιακής επεξεργασίας σήματος τοποθετείται το Bi-LSTM το οποίο εκπαιδεύεται στα δεδομένα που προκύπτουν από την διάδοση στο μη γραμμικό κανάλι. Στο πρώτο σενάριο διάδοσης, το Bi-LSTM εκπαιδεύτηκε σε δεδομένα που προέκυψαν από την διάδοση με την χρήση 16QAM και FDE ενώ στο δεύτερο σενάριο, εκπαιδεύτηκε σε τρεις διαφορετικές συνθήκες διάδοσης με πιθανολογική διαμόρφωση και FDE, μια για κάθε τιμή εντροπίας. Για να είναι καλύτερες οι συνθήκες διάδοσης που θα εκ-

παιδευτεί το Bi-LSTM, η απόσταση διάδοσης μειώθηκε από 500km σε 300km (6 spans).

Bi-LSTM εκπαιδευμένο έπειτα από διάδοση 16QAM



Εικόνα 26. Διάδοση WDM O-Band με Bi-LSTM-16QAM και PS-16QAM για $\Delta f = 50\text{GHz}$, $L = 300\text{km}$ (α) Κανάλι 1 (β) Κανάλι 5 (γ) Κανάλι 9

<i>Bi-LSTM-16QAM vs PCS 32Gbaud at 50GHz</i>			
Method	CH1	CH5	CH9
LSTM-16QAM	6.73E-03	6.04E-03	3.68E-03
PCS_3.73	7.07E-03	6.38E-03	4.78E-03
PCS_3.84	1.05E-02	9.15E-03	7.03E-03
PCS_3.93	1.31E-02	1.21E-02	9.81E-03
MIN	6.73E-03	6.04E-03	3.68E-03

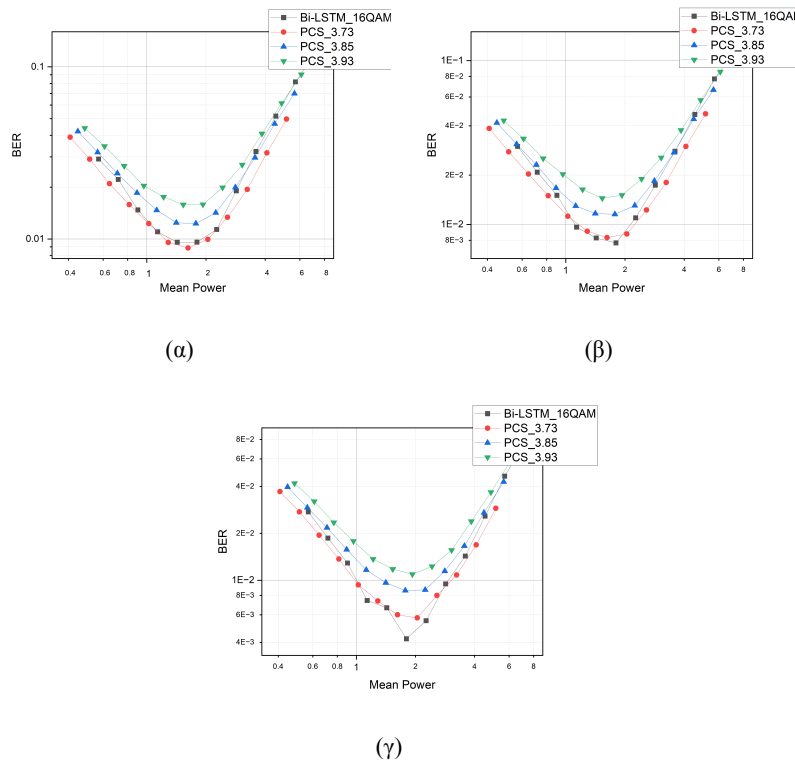
Πίνακας 4. Έλαχιστη τιμή Bit-Error Rate σε κάθε κανάλι για Bi-LSTM και PS-16QAM για ρυθμό μετάδοσης 32Gbaud και $\Delta f = 50\text{GHz}$

<i>Bi-LSTM-16QAM vs PCS 32Gbaud at 50GHz</i>			
Method	CH1	CH5	CH9
LSTM-16QAM	9.56E-03	7.72E-03	4.21E-03
PCS_3.73	8.87E-03	8.32E-03	5.74E-03
PCS_3.84	1.23E-02	1.15E-02	8.60E-03
PCS_3.93	1.58E-02	1.45E-02	1.09E-02
MIN	8.87E-03	7.72E-03	4.21E-03

Πίνακας 5. Έλαχιστη τιμή Bit-Error Rate σε κάθε κανάλι για Bi-LSTM και PS-16QAM για ρυθμό μετάδοσης 64Gbaud και $\Delta f = 100\text{GHz}$

Όπως απεικονίζεται και στην εικόνα 26 αλλά και στους πίνακες 4,5, το Bi-LSTM-16QAM αποδίδει περίπου το ίδιο με την πιθανολογική διαμόρφωση με εντροπία 3.73 εκτός από το κανάλι 9 που όπως φαίνεται, επιτυγχάνει λίγο μικρότερο Bit-Error Rate από την πιθανολογική διαμόρφωση ενώ αποδίδει καλύτερα από το συμβατικό 16-QAM και από την πιθανολογική διαμόρφωση με μεγαλύτερες τιμές εντροπίας, αυτό απεικονίζεται και στην παρακάτω εικόνα για το δεύτερο

σενάριο διάδοσης, δηλαδή για μεγαλύτερο ρυθμό συμβόλων αλλά και απόσταση μεταξύ των καναλιών, όπου επίσης στο CH9 έχει μικρότερο BER ενώ στα υπόλοιπα ακολουθεί την πιθανολογική διαμόρφωση εντροπίας 3.73.



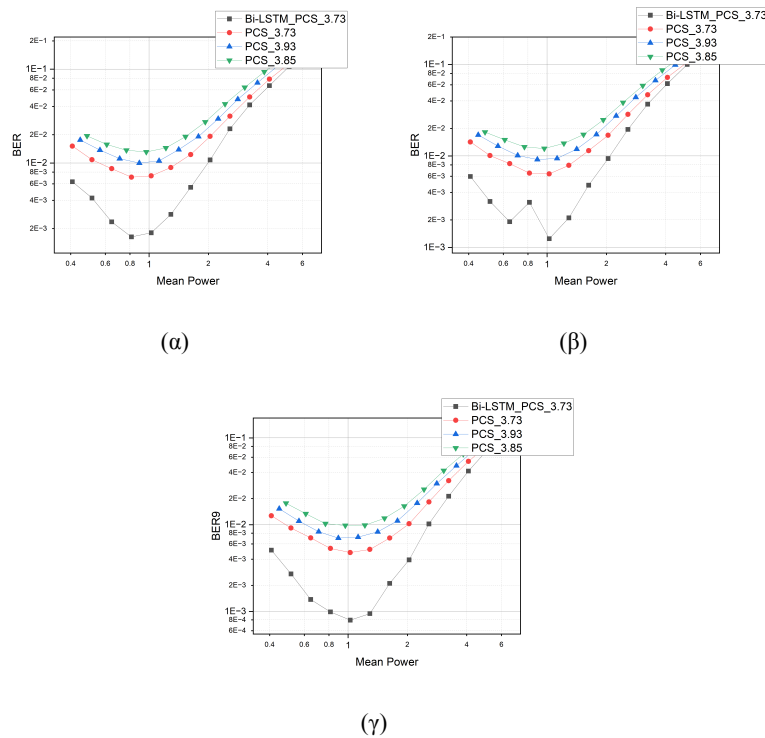
Εικόνα 27. Διάδοση WDM O-Band με Bi-LSTM-16QAM και PS-16QAM για $\Delta f = 100\text{GHz}$, $L = 300\text{km}$ (α) Κανάλι 1 (β) Καναλι 5 (γ) Κανάλι 9

Bi-LSTM εκπαιδευμένο έπειτα απο διάδοση PS-16QAM

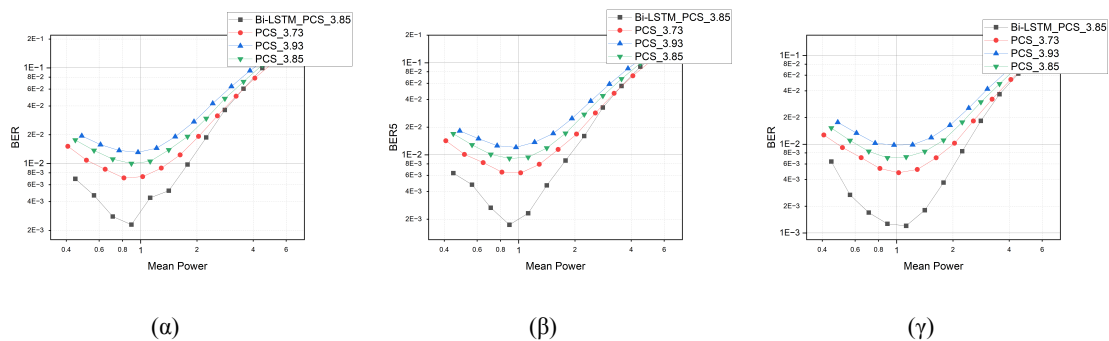
Στο δεύτερο σενάριο μηχανικής μάθησης, το μοντέλο Bi-LSTM εκπαιδεύτηκε με βάση τα δεδομένα που προέκυψαν απο διάδοση με την χρήση πιθανολογικής διαμόρφωσης για τιμές εντροπίας 3.73, 3.85 και 3.93 αντίστοιχα ενώ τα αποτελέσματα αφορούν την απόσταση μεταξύ των καναλιών να είναι 50GHz.

<i>Comparison of all Bi-LSTM-PCS and PCS3.73 @ 50 GHz</i>			
Method	CH1	CH5	CH9
Bi-LSTM_3.73	1.63E-03	1.25E-03	7.95E-04
Bi-LSTM_3.85	2.30E-03	1.74E-03	1.20E-03
Bi-LSTM_3.93	3.76E-03	3.59E-03	1.87E-03
PCS_3.73	7.07E-03	6.38E-03	4.78E-03
MIN	1.63E-03	1.25E-03	7.95E-04

Πίνακας 6. Ελάχιστο Bit-Error Rate με Bi-LSTM ανα εντροπία και με PS-16QAM_3.73



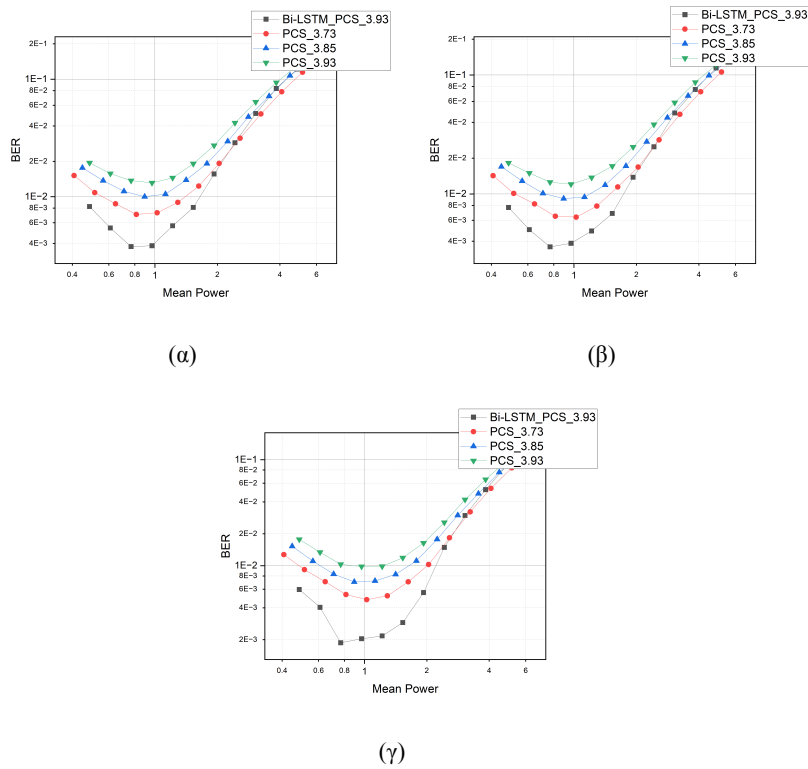
Εικόνα 28. Διάδοση WDM O-Band με Bi-LSTM-PS3.73 και PS-16QAM για $\Delta f = 50\text{GHz}$, $L = 300\text{km}$ (α) Κανάλι 1 (β) Καναλι 5 (γ) Κανάλι 9



Εικόνα 29. Διάδοση WDM O-Band με Bi-LSTM-PS3.85 και PS-16QAM για $\Delta f = 50\text{GHz}$, $L = 300\text{km}$ (α) Κανάλι 1 (β) Καναλι 5 (γ) Κανάλι 9

Όπως αποδிகνύεται απο την εικόνα 28 και τον πίνακα 6, το δίκτυο Bi-LSTM το οποίο εκπαιδεύεται σε PS-3.73 επιτυγχάνει Bit-Error Rate μικρότερο κατα μισή τάξη μεγέθους συγκριτικά με το βέλτιστο σενάριο πιθανολογικής διαμόρφωσης εντροπίας 3.73. Τα υπόλοιπα δύο δίκτυα, επιτυγχάνουν και αυτα καλύτερο Bit-Error Rate ωστόσο όσο ανεβαίνει η εντροπία, παρατηρείται οτι η απόδοση συγκλίνει με την πιθανολογική διαμόρφωση εντροπίας 3.73, όπως αυτο απεικονίζεται στην εικόνα 30. Βάση των παραπάνω, προκύπτει πως το δίκτυο Bi-LSTM αποδίδει πολύ καλύτερα συγκριτικά με το συμβατικό 16QAM αλλα και την πιθανολογική διαμόρφωση, όσο μικραίνει η

τιμή εντροπίας της πιθανολογικής διαμόρφωσης, στις οποίες τα δεδομένα έχει εκπαιδευτεί.



Εικόνα 30. Διάδοση WDM O-Band με Bi-LSTM-PS3.93 και PS-16QAM για $\Delta f = 50\text{GHz}$, $L = 300\text{km}$ (α) Κανάλι 1 (β) Καναλι 5 (γ) Κανάλι 9

Συμπερασματικά, η τεχνική μηχανικής μάθησης και το δίκτυο Bi-LSTM εκπαιδευμένο σε συνθήκες διάδοσης PCS, αποδίδει καλύτερα συγκριτικά με την πιθανολογική και συμβατική διαμόρφωση με χρήση FDE, ενώ η δυνατότητα του να μην επηρεάζεται σημαντικά από τις μεταβολές της μέσης ισχύος αλλά και του σχήματος διαμόρφωσης των γειτονικών καναλιών [9], προσδίδει πλεονέκτημα συγκριτικά με τις άλλες τεχνικές που έχουν χρησιμοποιηθεί.

6. Συζήτηση – Συμπεράσματα

Στα πλαίσια της διπλωματικής εργασίας, έγινε μια σύντομη εισαγωγή στα συστήματα οπτικών επικοινωνιών καθώς και στα γραμμικά και μή-γραμμικά φαινόμενα απωλειών από τα οποία μαστίζονται. Έπειτα, έγινε βιβλιογραφική αναφορά σε τρεις τεχνικές οι οποίες μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την αντιμετώπιση των μη γραμμικών φαινομένων, η τεχνική αντιστροφής φάσματος, πιθανολογικής διαμόρφωσης και μηχανικής μάθησης. Από τις παραπάνω τεχνικές, η πιθανολογική διαμόρφωση και η τεχνική μηχανικής μάθησης προσομοιώθηκαν αριθμητικά σε περιβάλλον MATLAB, από όπου προέκυψε πως η τεχνική μηχανικής μάθησης όταν το LSTM εκπαιδεύεται σε περιβάλλον διάδοσης 16QAM παρουσιάζει ίδια απόδοση με την πιθανολογική διαμόρφωση, ενώ είναι αποδοτικότερη από το συμβατικό 16QAM. Αντίθετα, όταν το LSTM εκπαιδεύεται σε δεδομένα που προκύπτουν από διάδοση πιθανολογικής διαμόρφωσης, η απόδοση του ξεπερνάει και την πιθανολογική και την συμβατική διαμόρφωση.

Βιβλιογραφικές Αναφορές

- [1] Gerd Keiser (auth.) *Fiber Optic Communications*. 1st ed. Springer, 2021. ISBN: 9789813346642. URL: <https://link.springer.com/book/10.1007/978-981-33-4665-9>.
- [2] G. P. Agrawal. *Nonlinear fiber optics*. Fifth edition. Amsterdam: Elsevier/Academic Press, 2013. ISBN: 9780123970237.
- [3] Govind P. Agrawal. *Fiber Optic Communication Systems*. Wiley, 2021, σ. 544. ISBN: 9781119737360.
- [4] Alex Alvarado, Tobias Fehenberger, Bin Chen και Frans M. J. Willems. «Achievable Information Rates for Fiber Optics: Applications and Computations». Στο: *Journal of Lightwave Technology* 36.2 (2018), σσ. 424–439. DOI: [10.1109/JLT.2017.2786351](https://doi.org/10.1109/JLT.2017.2786351).
- [5] Bogris Adonis Baziana Peristera. «Οπτικές Επικοινωνίες και Δίκτυα Οπτικές Επικοινωνίες και Δίκτυα». el. Στο: (2023), σ. 294. DOI: [10.57713/KALLIPOS-190](https://doi.org/10.57713/KALLIPOS-190). URL: <http://repository.kallipos.gr/handle/11419/9294> (επίσκεψη 19/07/2023).
- [7] Junho Cho και Peter J. Winzer. «Probabilistic Constellation Shaping for Optical Fiber Communications». Στο: *Journal of Lightwave Technology* 37.6 (Μαρ. 2019), σσ. 1590–1607. ISSN: 1558-2213. DOI: [10.1109/JLT.2019.2898855](https://doi.org/10.1109/JLT.2019.2898855).
- [8] Xiaoxiao Dai, Xiang Li, Ming Luo, Quan You και Shaohua Yu. «LSTM networks enabled nonlinear equalization in 50-Gb/s PAM-4 transmission links». Στο: *Appl. Opt.* 58.22 (Αύγ. 2019), σσ. 6079–6084. DOI: [10.1364/AO.58.006079](https://doi.org/10.1364/AO.58.006079). URL: <https://opg.optica.org/ao/abstract.cfm?URI=ao-58-22-6079>.
- [9] Stavros Deligiannidis, Adonis Bogris, Charis Mesaritakis και Yannis Kopsinis. «Compensation of Fiber Nonlinearities in Digital Coherent Systems Leveraging Long Short-Term Memory Neural Networks». Στο: *Journal of Lightwave Technology* 38.21 (2020), σσ. 5991–5999. DOI: [10.1109/JLT.2020.3007919](https://doi.org/10.1109/JLT.2020.3007919).
- [10] Gorachand Ghosh. «Sellmeier coefficients and dispersion of thermo-optic coefficients for some optical glasses». Στο: *Applied optics* 36 (Απρ. 1997), σσ. 1540–6. DOI: [10.1364/AO.36.001540](https://doi.org/10.1364/AO.36.001540).
- [11] I. Goodfellow, Y. Bengio και A. Courville. *Deep Learning*. Adaptive computation and machine learning. MIT Press, 2016. ISBN: 9780262035613. URL: <https://books.google.co.in/books?id=Np9SDQAAQBAJ>.
- [12] Pawel M. Kaminski κ.ά. «Lumped Compensation of Nonlinearities based on Optical Phase Conjugation». Στο: *Journal of Lightwave Technology* 40.3 (2022), σσ. 681–691. DOI: [10.1109/JLT.2021.3121435](https://doi.org/10.1109/JLT.2021.3121435).
- [13] Gerd Keiser. *Optical Fiber Communications*. 4η έκδοση. McGraw-Hill Education, 2010. ISBN: 0073380717.

- [14] Gerd E. Keiser. «A Review of WDM Technology and Applications». Στο: *Optical Fiber Technology 1999-jan vol. 5 iss. 1 5* (1 Ιαν. 1999). DOI: [10.1006/ofte.1998.0275](https://doi.org/10.1006/ofte.1998.0275). URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S1068520098902759>.
- [15] Kazuro Kikuchi. «Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications». Στο: *JLT* 34.1 (Ιαν. 2016), σ. 23. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7174950>.
- [16] Shiv Kumar. *Fiber optic communications : fundamentals and applications*. eng. Chichester, [England: Wiley, 2014 - 2014. ISBN: 1118683439.
- [17] I. H. Malitson. «Interspecimen Comparison of the Refractive Index of Fused Silica*,†». Στο: *J. Opt. Soc. Am.* 55.10 (Οκτ. 1965), σσ. 1205–1209. DOI: [10.1364/JOSA.55.001205](https://doi.org/10.1364/JOSA.55.001205). URL: <https://opg.optica.org/abstract.cfm?URI=josa-55-10-1205>.
- [18] Vitaly Mikhailov, Jiawei Luo, Daryl Inniss, Man F. Yan, Yingzhi Sun, Gabriel S. Puc, Robert S. Windeler, Paul S. Westbrook, Yuriy Dulashko και David J. DiGiovanni. «Amplified Transmission Beyond C- and L- Bands: Bismuth Doped Fiber Amplifier for O-Band Transmission». Στο: *Journal of Lightwave Technology* 40.10 (2022), σσ. 3255–3262. DOI: [10.1109/JLT.2022.3169172](https://doi.org/10.1109/JLT.2022.3169172).
- [19] T. Miya, Y. Terunuma, T. Hosaka και T. Miyashita. «Ultimate low-loss single-mode fibre at 1.55 micron». Στο: *Electronics Letters* 15 (Φεβ. 1979), σσ. 106–108. DOI: [10.1049/el:19790077](https://doi.org/10.1049/el:19790077).
- [20] Zhen Qu και Ivan B. Djordjevic. «On the Probabilistic Shaping and Geometric Shaping in Optical Communication Systems». Στο: *IEEE Access* 7 (2019), σσ. 21454–21464. DOI: [10.1109/ACCESS.2019.2897381](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2897381).

Πρόσθετη Βιβλιογραφία

- [6] Paula Branco, Luís Torgo και Rita Ribeiro. «SMOgN: a Pre-processing Approach for Imbalanced Regression». Στο: Σεπτ. 2017.
- [21] Shoujin Wang, Wei Liu, Jia Wu, Longbing Cao, Qinxue Meng και Paul J. Kennedy. «Training deep neural networks on imbalanced data sets». Στο: *2016 International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN)*. 2016, σσ. 4368–4374. DOI: [10.1109/IJCNN.2016.7727770](https://doi.org/10.1109/IJCNN.2016.7727770).

I. Κώδικας για υπολογισμό δείκτη διάθλασης με την εξίσωση Sellmeier

Ο υπολογισμός του δείκτη διάθλασης καθώς και του δείκτη διάθλασης ομάδας γίνεται με την χρήση της εξίσωσης Sellmeier [3, 10] η οποία αποτυπώνεται ως [3]:

$$n^2(\omega) = 1 + \sum_{j=1}^M \left(\frac{B_j \omega_j^2}{\omega_j^2 - \omega^2} \right) \quad (\text{I.1})$$

Η οποία μπορεί να εκφραστεί και με την μορφή [10]:

$$n^2(\lambda) = A + \frac{B_1 \lambda^2}{\lambda^2 - C_1} + \frac{B_2 \lambda^2}{\lambda^2 - C_2} \quad (\text{I.2})$$

Όπου ο συντελεστής A είναι μια προσέγγιση των συνεισφορών απορρόφησης για μικρά μήκη κύματος (υπεριώδες) στον δείκτη διάθλασης σε υψηλότερα μήκη κύματος. Για τον χαρακτηρισμό των γυαλιών, συνήθως το A λαμβάνει την τιμή 1 ενώ προστίθεται επιπλέον ένας όρος για μεγαλύτερη ακρίβεια, όπως φαίνεται και στον κώδικα που προστίθεται ο όρος $\frac{B_3 \lambda^2}{\lambda^2 - C_3}$. Οι σταθερές επιλέγονται με βάση το υλικό ενώ για SiO_2 ορίζονται ως $B_1 = 0.6961663$, $B_2 = 0.4079426$, $B_3 = 0.8974794$, $\lambda_1 = 0.0684043$, $\lambda_2 = 0.1162414$ και $\lambda_3 = 9.896161$ [17]. Σημαντικό είναι να τονιστεί ότι τα C εκφράζονται σε μονάδες μm^2 και έτσι επιλέγονται ως $C_1 = 0.00467914826$, $C_2 = 0.0135120631$ και τέλος $C_3 = 97.9340025$.

```
%*** Setup Coefficients ***%
B1 = 0.6961663;
B2 = 0.4079426;
B3 = 0.8974794;
C1 = 0.00467914826;
C2 = 0.0135120631;
C3 = 97.9340025;

%*** Set Target Wavelengths and Angular Frequency ***%
wavelengths = 0.6:0.1:1.6;
angular_frequency = 2*pi*3e8 ./ wavelengths.*10^-6;
n = zeros(size(wavelengths));

%*** Main Loop - Implements Selmeier three term equation ***%
for i = 1:length(wavelengths)
    lambda = wavelengths(i);
    n(i) = sqrt(1 + B1 * lambda^2 / (lambda^2 - C1) + ...
        B2 * lambda^2 / (lambda^2 - C2) + ...
        B3 * lambda^2 / (lambda^2 - C3));
end

%*** Final Calculation of the Gradient and group index ***%
```

```
dndw = gradient(group_indices , angular_frequency);  
ngroup = group_indices + angular_frequency .* dndw;
```

II. Υλοποίηση Πιθανολογικής Διαμόρφωσης στο περιβάλλον MATLAB®

Το παράρτημα αυτό, αφορά την υλοποίηση πιθανολογικής διαμόρφωσης (PCS) στο περιβάλλον προγραμματισμού MATLAB. Σχεδιάστηκε με βάση τον αλγόριθμο που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 4.2.2. Αρχικά, η συνάρτηση που πραγματοποιεί την διαμόρφωση PCS, δέχεται ως ορίσματα την τάξη διαμόρφωσης PAM της κάθε συνιστώσας, την τυπική απόκλιση (σ) και μέση τιμή (μ) καθώς και τον αριθμό συμβόλων που επιθυμεί ο χρήστης να δημιουργήσει. Η συνάρτηση επιστρέφει την εντροπία της πηγής καθώς και τα διαμορφωμένα κατά PCS σύμβολα. Αξίζει να σημειωθεί πως η εντροπία επηρεάζεται από τις τιμές σ και μ και έτσι, δίνεται η δυνατότητα στον χρήστη να δώσει έμφαση στα πιο κεντρικά σύμβολα έναντι των ακριανών ή αν το επιθυμεί, μπορεί να δημιουργήσει ομοιόμορφα κατανομημένα σύμβολα, πραγματοποιώντας τις κατάλληλες μεταβολές.

Αρχικά πραγματοποιείται η αρχικοποίηση της γεννήτριας ψευδοτυχίων ακολουθιών καθώς και των δύο PAM σημάτων, ένα για τη συμφασική συνιστώσα και ένα για την ορθογώνια. Έπειτα, ορίζεται η pdf Gaussian κατανομής όπως δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2} \quad (\text{II.1})$$

Για την δημιουργία N συμβόλων για κάθε συνιστώσα, πρέπει πρώτα να υπολογιστεί η πιθανότητα του κάθε συμβόλου τόσο για το πραγματικό όσο και για το φανταστικό μέρος, αυτό πραγματοποιείται με `X_probabilities = target_pdf(X_part)` ενώ στη συνέχεια, πραγματοποιείται κανονικοποίηση. Έπειτα, χρησιμοποιώντας τις πιθανότητες εμφάνισης, καλείται η συνάρτηση `randsrc` για κάθε συνιστώσα, η οποία παράγει N σύμβολα από ένα αλφάβητο δωθέντων των πιθανοτήτων εμφάνισης του κάθε συμβόλου. Για την δημιουργία τυχαίων χρονοσειρών, καλείται η `randperm` η οποία αναμιγνύει τα σύμβολα. Τέλος, πραγματοποιείται το καρτεσιανό γινόμενο και υπολογίζονται τα σύμβολα ως $real + i \cdot imag$ ενώ υπολογίζεται και η εντροπία με την χρήση του τύπου :

$$H(X) = - \sum_{x \in X} p(x) \log_2 p(x) \quad (\text{II.2})$$

```
function [h, symbols_total] = PCS(M, sigma, mu, num_symbols)
%*** Initialization Part ***%
% Initialize seed for random number generator
rng("shuffle");
data = [0:M-1];

% Initialize PAM signal for IQ
real_part = pammod(data, M);
imag_part = pammod(data, M);
```

```

% Gaussian Distribution as a function of x
target_pdf = @(x) 1 / (sigma * sqrt(2*pi)) ...
* exp(-(x - mu).^2 / (2*sigma^2));

%*** IQ Signal Generation ***%

% Calculate probability based on Gaussian PDF for both parts of
    signal
% and divide by sum to normalize and ensure they all sum up to 1
real_probabilities = target_pdf(real_part) ...
/ sum(target_pdf(real_part));
imag_probabilities = target_pdf(imag_part) ...
/ sum(target_pdf(imag_part));

% Use randsrc to generate random symbols for real part (inphase)
% from given sets according to their associated probabilities
% Then use randperm to perform random permutations on real part
symbols_real = randsrc(num_symbols, 1, [real_part;
    real_probabilities]);
symbols_real = symbols_real(randperm(length(symbols_real)));

% Repeat for quadrature (imaginary part)
rng("shuffle");
symbols_imag = randsrc(num_symbols, 1, [imag_part;
    imag_probabilities]);
symbols_imag = symbols_imag(randperm(length(symbols_imag)));

%*** Final Constellation Computation ***%
symbols_total = symbols_real + 1i * symbols_imag;

%*** Entropy Calculation ***%
x = unique(symbols_total);
N = numel(x);
count = zeros(N,1);
for k = 1:N
    count(k) = sum(symbols_total==x(k));
end

```



```
h = 0;
for i = 1:N
    ptotal = count(i) / num_symbols;
    h = h + ptotal * log2(1/ptotal);
end
end
```